

分 类 号 _____

学号 M201872549

学校代码 10487

密级 _____

华中科技大学

硕士学位论文

针对综合控制性能提升的飞行器
控制方法研究

学位申请人： 张耀坤

学 科 专 业： 控制工程

指 导 教 师： 王永骥

答 辩 日 期： 2020 年 6 月 30 日

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering**

**Research on the Aircraft Control Method for the
Improvement of the Comprehensive Control
Performance**

Candidate : Yaokun Zhang

Major : Control Engineering

Supervisor : Pro. Yongji Wang

Huazhong University of Science & Technology

Wuhan 430074, P.R.China

June, 2020

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除文中已经标明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：张耀坤

日期：2020 年 6 月 30 日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权华中科技大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

本论文属于 ☐ 保密，在 _____ 年解密后适用本授权书。
☒ 不保密。

（请在以上方框内打“√”）

学位论文作者签名：张耀坤

日期：2020 年 6 月 30 日

指导教师签名：王永强

日期：2020 年 6 月 30 日

摘 要

现代高速飞行器的姿态跟踪控制问题是目前飞行控制领域的研究热点。随着相关领域的快速发展,高速飞行器的飞行环境日趋复杂,飞行过程具有更强的非线性和不确定性,使得传统的控制方案很难实现满意的控制性能。同时,越来越多的新型飞行任务对飞控系统的综合控制性能提出了更高的要求:在复杂的飞行环境下,始终维持系统稳定的同时又能够更快更准地跟踪飞行姿态指令。为了应对这些新的挑战,本文针对现代高速飞行器再入飞行段的姿态跟踪控制问题,研究提升飞行器在具有不确定飞行环境下的综合控制性能的方法,所做出的工作主要包括:

针对通用高速飞行器模型,分析了飞行器的空气动力,并推导出飞行器的非线性六自由度运动方程组,以及相应的小偏差线性模型和仿射非线性控制模型,并搭建出完整的飞行系统数值仿真平台。

从控制性能评估的角度,设计并验证了一种基于在线性能评估的增益自适应的控制方案。首先设计了具有不同控制性能的多级线性校正控制器,通过离线仿真建立了飞行状态量和相应控制性能等级的网络训练数据集,然后利用训练好的神经网络在线监测飞行状态量,实时评估系统的控制性能,最后基于性能评估结果自适应地调整控制器增益,达到改善系统综合控制性能的目的。

从系统模型辨识的角度,设计并验证了一种基于神经网络即时线性化的自适应控制方案。首先利用神经网络对飞行器动力学特性进行离线和在线的辨识,然后通过对辨识网络进行即时线性化处理获取系统当前时刻的等效线性模型,最后基于该线性模型和广义最小方差控制指标自适应地调节控制器参数,达到改善系统综合控制性能的目的。

从非线性鲁棒控制的角度,设计并验证了一种基于改进预设性能控制的滑模控制方案。首先在预设性能控制理论的基础上改进了传统的性能约束和误差变换方案,并提出一种性能约束重启的控制策略,然后基于虚拟控制误差设计了双环滑模控制器,使系统能够始终按照预先设定的控制性能运行。

关键词: 飞行控制, 综合控制性能, 在线性能评估, 参数自适应, 预设性能控制

Abstract

The attitude tracking control of modern high-speed aircraft is a hot topic in the field of flight control. With the rapid development of related fields, the flight environment of high-speed aircraft is becoming more and more complicated, and the flight process is filled with stronger nonlinearity and uncertainty, which makes it difficult for the conventional control methods to achieve satisfactory control performance. At the same time, more and more new flight missions have put forward higher requirements for the comprehensive control performance of the flight control system: in the complex flight environment, the system is supposed to track the flight attitude commands faster and more accurately while maintaining its stability all the time. In order to deal with these new challenges, aiming at the attitude tracking control problem of the modern high-speed aircraft in the reentry flight segment, this paper studies the methods to improve the comprehensive control performance of the aircraft in the uncertain flight environment. The work done mainly includes:

Aiming at a generic high-speed aircraft, the aerodynamic of the aircraft is analyzed, and the nonlinear six-degree-of-freedom motion equations of the aircraft are derived, as well as the corresponding small-deviation linear model and affine nonlinear control model, and a complete flight numerical simulation platform is built.

From the perspective of control performance assessment, a gain-adaptive control scheme based on the online performance assessment is designed and validated. Firstly, multi-level linear correction controllers with different control performances are designed, and the network training data set of the flight state and the corresponding control performance level is established through offline simulation, and then the trained neural network is used to monitor the actual flight state online and evaluate the system in real time. Finally, based on the performance evaluation results, the controller gain is adaptively adjusted to improve the comprehensive control performance of the aircraft.

From the perspective of system model identification, an adaptive control scheme based on the instantaneous linearization of the neural network is designed and validated. Firstly, the dynamic characteristic of the aircraft is identified offline and online by a neural network, then the identification network is instantaneously linearized to obtain the equivalent linear model of the system at that moment, and finally based on the linear model and the generalized minimum variance control index, the controller parameters are adaptively adjusted to improve the comprehensive control performance of the aircraft.

From the perspective of nonlinear robust control, a sliding mode control scheme based on the improved prescribed performance control is designed and validated. Firstly, the performance constraint and error transformation schemes are improved on the basis of prescribed performance control theory, and a control strategy for restarting performance constraints is proposed. Then, a double-loop sliding mode controller is designed based on the virtual control errors, so that the system can always operate in accordance with the preseted control performance.

Key words: Flight control, Comprehensive control performance, Online performance assessment, Control parameter adaptation, Prescribed performance control.

目 录

摘 要	I
Abstract.....	II
目 录	IV
1 绪论.....	1
1.1 研究背景与意义.....	1
1.2 国内外研究现状.....	3
1.3 主要研究内容.....	10
1.4 论文组织结构.....	11
2 通用高速飞行器建模与分析	13
2.1 引言.....	13
2.2 通用高速飞行器模型介绍.....	13
2.3 六自由度运动模型	15
2.4 姿态控制模型.....	25
2.5 仿真平台与模型分析.....	29
2.6 本章小结	33
3 基于在线性能评估的增益自适应控制	34
3.1 引言.....	34
3.2 基本控制器设计与分析.....	35
3.3 控制性能的定性分级.....	40
3.4 基于神经网络的控制性能评估.....	45
3.5 在线评估与变增益控制.....	49
3.6 本章小结	54
4 基于神经网络即时线性化的自适应控制.....	55
4.1 引言.....	55

4.2	基于神经网络的即时线性化理论.....	56
4.3	飞行器动力学模型的辨识.....	59
4.4	参数最优自适应控制.....	64
4.5	本章小结.....	71
5	基于改进预设性能控制的滑模控制.....	72
5.1	引言.....	72
5.2	基础理论介绍.....	72
5.3	具有预设性能的双环控制器.....	77
5.4	仿真验证与分析.....	83
5.5	本章小结.....	88
6	总结与展望.....	89
6.1	全文工作总结.....	89
6.2	问题与展望.....	90
	参考文献.....	92
	致谢.....	98
	附录 1 攻读硕士学位期间取得的研究成果.....	99

1 绪论

1.1 研究背景与意义

自动控制技术经过数百年的发展，目前已广泛应用于制造业、农业、交通、航空航天等众多产业部门，成为现代社会活动中不可缺少的重要组成部分。对于各种各样的控制对象或控制任务，控制系统的基本目的都是期望实现良好的控制性能。对于控制性能的要求，经典控制理论将其分为稳定性、准确性和快速性三个方面，其中稳定性是保证控制系统正常工作的先决条件，准确性描述系统的控制精度，快速性则反映着控制响应的快慢。从系统稳态和动态（瞬态）的角度来说，稳定性和准确性反映系统的稳态性能，快速性反映系统的动态性能。同时，经典控制理论也指出，传统控制系统的稳定裕度和其动态性能常常难以同时最优：稳定裕度较大的控制器能够适应较强的不确定性和扰动，但动态性能却不尽理想；而动态性能好的控制器通常增益大、响应快、稳定裕度较小，难以抵抗强不确定性和强扰动的影响。因此，系统的设计任务指标往往需要采取折中的方案，在保证整个控制系统稳定的前提下，不同的控制任务对这两方面性能的要求有着不同的偏重。例如，太空空间站对接控制任务要求航天器的运行轨道足够精确，这对控制系统的准确性和稳定性提出很高的要求；在火炮目标跟踪系统中要求对于快速变动的目标能够尽可能快的跟踪，因此要求系统具有更好的快速性。随着科学技术的革新和社会生产生活质量的提高，像机器人控制、飞行器控制、核动力等高新技术领域的飞速发展对控制技术提出了更高的应用需求。一方面，越来越多的应用领域更加关注系统的综合控制性能，即对系统的稳态性能和动态性能同时提出较高的要求；另一方面，控制对象越来越复杂，具有更强的非线性和不确定性，使得传统的控制方法很难实现满意的控制性能。

现有的控制方法研究中，对于线性系统，衡量控制系统性能的指标，从时域分析的角度，有超调量、调节时间、稳态误差等，通过分析系统的根轨迹、配置系统的极点等方法可以设计满足性能要求的控制器；从频域分析的角度，有幅值裕度、相角裕度、闭环带宽等衡量系统性能的指标，通过绘制系统的 bode 图、设计校正网络等方法同样可以实现满足性能要求的控制^[1]。可以说，对于线性系统的控制性能的研究有较成熟的解决方案。但对于非线性系统而言，传统的控制设计往往只关

注系统的稳定性（传统意义上的李雅普诺夫稳定），近些年也出现了一些关于非线性控制系统快速性的研究成果，如有限时间收敛^[2]、固定时间收敛^[3]等，但是由于受到控制方法的局限，还未形成针对非线性系统控制性能评价的综合指标体系，其控制器设计方法通常只能满足单一的性能要求，而无法兼顾系统的综合控制性能。

飞行器作为一种不可或缺的空中运载工具，在军事和民用领域发挥着重要的作用，但作为典型的非线性时变的控制对象，飞行控制本身存在较多的难点。而近几十年间出现的一些新型的现代飞行器，如以临近空间飞行器、空天飞行器、超声速巡航导弹、可重复使用航天运载器等为代表的一类高超声速飞行器（图 1.1 所示为美国 X-43A 高超声速飞行器的示意图），由于其在飞行高度和飞行速度上的巨大优势，使得其在军事领域展现出巨大的应用潜力，吸引了越来越多的关注和研究。由于现代高速飞行器特殊的工作环境和多种任务模态等特点，其控制特性更为复杂，主要体现在以下几点：1）飞行包线大，气动特性变化剧烈，使得系统模型参数变化剧烈；2）从飞行器的开环动态特性来看，系统具有强非线性和强耦合性；3）系统存在大量的不确定性因素，如未建模误差、气动参数误差、未知外部干扰以及未知故障等。因此，对现代高速飞行器的有效控制更加具有挑战性^[4]。



图 1.1 美国 X-43A 高超声速飞行器

姿态角的跟踪控制问题是目前现代高速飞行器控制领域的主要研究内容，控制系统性能的好坏直接体现在对姿态角指令的跟踪误差的大小上。对于姿态跟踪控制来说，稳定性同样是第一位的，即要始终保证跟踪误差的收敛，但越来越多的新型飞行任务对飞控系统的综合性能提出更高的要求：在快时变、强不确定性和强扰动的飞行环境下，控制系统不仅要保证飞行器的绕心运动稳定，还要尽可能快地跟踪上姿态角指令，并维持尽可能小的跟踪误差，实现快速准确的跟踪性能。对此，可以将这种飞控系统的综合控制性能要求描述为“稳定跟踪性能”。稳定跟踪性能越好，飞行器在复杂的飞行环境下，保持稳定状态的同时又能够实现更好的飞行指令跟踪性能。而为了提高飞控系统的稳定跟踪性能，需要重点考虑如下两个问题：1）

在某一飞行状态下，如何设计兼顾系统稳态和动态性能的控制器的研究；2) 对于全弹道方案飞行，如何处理系统的模型不确定性和快时变性以提高全段飞行的整体稳定跟踪性能。

综合以上所述的研究背景，总结针对综合控制性能提升的飞行器控制方法研究的研究意义如下：

1) 由于常规的飞行控制设计方法大多只关注如何保证跟踪误差收敛到有界区域或者渐进收敛到原点，即对稳态性能的研究，而瞬态性能（如超调量、误差收敛速率等）对于控制系统同样有着重要的意义，例如，过大的超调可能会导致执行器超出实际系统的幅值约束，从而可能导致控制系统不稳定。因此，兼顾瞬态性能，对飞行控制的综合控制性能的研究，对于实现现代飞行器更好的控制效果、满足更多的飞行任务的需求都有着重要的意义。

2) 所谓控制性能提升，主要是针对存在较大的不确定因素干扰下的飞行控制系统，其目的是为了实现飞行器对不确定因素的应对能力。对于传统的容错控制领域中基于故障检测或对不确定干扰进行估计等解决方案不同，本论文主要从系统控制性能的角度出发，对系统的控制重构问题进行研究，这种新的思路对容错控制的发展与应用有一定的参考意义。

1.2 国内外研究现状

本论文相关的研究领域主要包括现代飞行器控制方法、系统监测与性能评估研究以及预设性能控制研究三个方面，对相关领域的研究现状的调研内容如下。

1.2.1 现代飞行器控制方法

对于飞行控制器的设计，常用的思路大多是采用增益调度（或称为增益预置）或线性变参的方案^[5,6]，即：在某一个飞行状态下，首先在小扰动假设下对飞行过程的多个特征平衡点的动力学模型进行线性化；然后基于飞行器的线性模型，利用经典的频域或根轨迹方法设计满足性能要求的控制结构和参数；对于飞行过程的其余工作点，则通过设计插值程序得到相应的控制器参数。这种基于线性控制理论的设计方案由于其简单可靠，被大量应用于飞行控制的工程应用中。

由于线性系统控制理论的发展较为完善，基于线性模型的控制器设计方法有较多的选择，除了经典的 PID 控制器外，线性二次型调节（LQR）也是被广泛应用于实际控制工程中的一种方法，其基于最优控制理论，能够实现较好的控制性能^[7]。

虽然这些经典的飞行控制设计方案对于一些现代飞行器依然适用：NASA 马歇尔航天中心的 Charles 等采用 PID 增益预置控制方法，对高超声速飞行器验证机型 X-33 的上升段、过渡段和再入段的姿态控制进行设计，表明了其可行性^[8]，但仿真结果表明即时在没有不确定干扰的情况下，控制效果依然不够理想，这也说明传统的单一的控制方法已不能满足现代飞行控制的复杂需求。

对于现代飞行器的控制，由于其复杂的非线性、时变性、耦合性以及大量的不确定性，基于线性模型或标称系统进行设计的传统控制设计方法无法实现满意的控制性能。因此，在现代飞行控制研究中出现一些新的控制方案：反馈线性化、反步法、鲁棒控制、滑模控制、自适应控制、多模型控制等，除此之外，一些智能控制方法也被应用到现代飞行控制领域^[9,10]。下面对上述各种方法做简要地介绍。

（1）反馈线性化控制

20 世纪 80 年代兴起的反馈线性化控制是非线性控制领域里的重要方法之一，它通过对非线性系统设计状态反馈，将闭环系统的状态和控制变量变为线性控制系统的形式，从而利用常规线性设计方法进行控制器的设计。反馈线性化控制主要包括微分几何法和动态逆法两大分支，其中在工程中应用较多的是更为直观、易于理解的动态逆方法，但该方法要求所建立的系统的非线性模型足够准确，因此，对于存在大量不确定性和外部扰动的飞行器控制而言，需要更多地考虑设计时的鲁棒性问题^[11]。在实际应用中，动态逆方法常与鲁棒控制或者自适应控制结合以实现更强的鲁棒性。例如，文献^[12]中对吸气式高超声速飞行器模型进行精确反馈线性化，然后为速度和高度控制设计动态逆控制律，并在动态逆的基础上采用滑模变结构控制来补偿参数摄动；文献^[13]针对高超声速飞行器的纵向运动的不确定参数，使用非线性动态逆结构设计鲁棒控制系统，其中采用遗传算法搜索非线性动态反转结构的参数空间。

（2）反步法

作为一种递归的设计方法，反步法的基本设计思路是将高阶的非线性系统分解成多个较低阶次的子系统，进而利用 Lyapunov 稳定性定理和所选取的中间虚拟控制量，由前向后递推地为每个子系统设计局部 Lyapunov 函数保证其渐进稳定，通过层层传递虚拟控制量得到使整个系统闭环稳定的最终控制律和控制量。反步法在飞行控制律设计上有很多优势，如能够通过理论严格证明系统的稳定性和误差收敛性；系统的误差收敛速度很快；设计灵活且适合在线控制；能够很好的处理系统的非线性和不确定性的影响等^[14]。但在高阶非线性系统的反步法设计过程中，需要对

系统的虚拟控制量进行不断求导, 导致“微分项膨胀”问题, 这是反步法发展中的一大阻碍。为了克服该问题, 在反步法的基础上用一阶积分滤波器计算虚拟控制量的导数, 从而发展出动态面控制方法, 避免了传统反步控制的“维数爆炸”问题, 简化了控制器的设计。文献^[15]针对高超声速飞行器再入过程中的姿态控制, 使用反步法和模糊自适应设计姿态角控制律, 利用终端滑模方法设计角速率控制器; 文献^[16]同样针对近空高超声速飞行器的再入姿态控制提出了一种基于动态面技术的反步法鲁棒自适应控制方案来解决模型不确定性情况下的扰动和输入约束问题。

(3) 鲁棒控制

鲁棒控制是专门针对系统鲁棒性提升的控制方法, 鲁棒性越强, 系统对不确定或外部干扰越不敏感, 稳定性越强, 因此鲁棒控制的优点就在于抵抗干扰和不确定性。常见的鲁棒控制方法包括: 鲁棒控制、综合控制、鲁棒极点配置、保性能控制等。这些方法的设计过程基本都是首先分析系统可能遇到的不确定偏差与扰动的最大范围, 然后通过采用 LMI 和 Lyapunov 函数进行鲁棒稳定性分析并设计相应的控制律, 使得对于大小在不确定估计界限内的干扰, 控制系统始终能够维持其稳定性。很明显, 这种处理方法以牺牲系统的动态性能为代价, 所设计的控制器实际运行性能显得有些保守^[17]。但对于对系统的稳定性和可靠性要求较高的飞行控制系统, 鲁棒控制依然是实际应用中不错的选择。例如, 文献^[18]使用一种基于鲁棒补偿技术和反馈线性化方法的非线性鲁棒控制方法对飞行器的纵向运动进行控制, 其中利用鲁棒补偿器来抑制参数不确定性和外界扰动对于闭环控制系统的影响; 文献^[19]从可靠性的角度处理模糊控制系统的不确定性, 提出了一种将不确定参数描述为随机变量的概率鲁棒混合的模糊控制方法对高速飞行器的飞行控制进行设计。

(4) 滑模变结构控制

滑模控制是变结构控制中的一种控制策略, 其与常规控制的根本区别在于其不连续性, 该控制特性可迫使系统沿着设计的状态轨迹做“滑模”运动, 因此, 对于设计好的滑动模态, 系统参数变化或外部扰动对其不产生影响, 这使得处于滑模运动的系统具有很好的鲁棒性。滑模控制的设计主要包括滑模面的设计和滑模趋近律的设计, 最终实现系统状态趋向滑模面并始终维持其在滑模面上运动, 但由于实际系统的物理惯性, 系统状态到达滑模面后并不能立即停下来, 从而带来系统抖振的问题^[20]。抖振问题是滑模控制在实际系统中应用的突出障碍, 因此, 滑模控制设计的过程中都会涉及到如何削弱抖振影响的问题。尽管如此, 滑模控制鲁棒性强、响应快等特点使得其在飞行控制领域依然有大量的应用研究。例如, 文献^[2]设计了两

种姿态跟踪时变终端滑模控制算法研究具有惯量不确定性和外部干扰的刚性航天器的有限时间姿态跟踪控制问题，消除了传统滑模的到达阶段同时保证了跟踪误差在有限时间内收敛到零；文献^[21]针对可重复使用运载器的再入控制的姿态角子系统和姿态角速率子系统分别设计基于低通滤波的终端滑模控制器和准连续高阶滑模控制器实现系统在外界扰动和参数不确定情况下的稳定。

（5）自适应控制

自适应控制，即根据被控对象的变化自动调整以适应新系统的控制方法，与鲁棒控制的“被动抵抗”不同，它是通过主动调整的方式应对不利因素对系统的影响，因此，十分适合时变或存在不确定干扰的系统，在飞行器控制领域被广泛地应用。自适应的实施有两种思路，一种是通过实时估计系统中的不确定性干扰，并设计合适的控制律加以补偿，此种方案也被称为间接自适应控制；另一种直接自适应控制则是根据系统的动态特性直接调整控制器参数，从而使系统能够抵抗外界环境的变化。虽然自适应控制有很多优势，但设计上较为复杂，设计不当可能导致系统的动态性能较差，因此常常借用自适应的思想并结合其他控制方法进行控制器的设计^[22]，从对其他方法介绍的文献中能够明显地看出这一点。

（6）多模型控制

多模型控制是一种处理复杂系统的控制思想，它不像某些具体的控制算法（如PID控制）那样可以直接用于系统，而是将其他的建模和控制方法在这一思想下组合：根据被控对象的可能的变化情况，建立多个模型来描述其全局动态特性，并针对每个模型建立对应的控制器，系统运行时选择最能够描述当前系统特性的一个或多个模型，通过模型调度或控制器切换的策略实现良好的控制效果。因此，多模型控制中重点关注模型集的构造方法和模型之间的调度方式，以实现更有效的模型参数辨识，并增强切换控制系统的稳定性^[23]。在飞行控制领域，多模型控制常与鲁棒控制、滑模控制、状态反馈控制等相结合。例如，文献^[24]将飞行器的飞行包线划分为若干子区域，对每个子区域近似得到其线性模型，然后使用模型预测控制方法设计各分区控制器，使用一种基于动压的多模型切换策略以保证闭环系统的稳定性；文献^[25]根据可能出现的飞机故障情况设计多个模型，使用基于多模型自适应控制方案进行的飞行容错控制，为了提高系统暂态动态的自适应能力，还提出了改进的自适应模式切换方案和决策逻辑。

（7）智能控制

作为自动控制发展的新方向,智能控制在传统控制理论的基础上融合人工智能领域的技术发展出诸如模糊控制、神经网络控制等一些新型的控制技术。由于这些智能方法能够足够精确地逼近非线性函数,可用来估计系统的动态模型,能够很好地处理系统的非线性和不确定性,因此被广泛应用于非线性控制领域。在飞行控制方面,模糊逻辑和神经网络技术大多与其它控制方法相结合,实现更好的控制性能,例如文献^[26]中针对运载火箭推力下降故障利用神经元自适应增益调度方法调整控制参数实现故障下的控制重构;文献^[27]则重点研究了高超声速飞行器的 T-S 模糊控制器的设计。

1.2.2 系统监测与性能评估

随着控制理论研究的深入和控制对象的复杂化,对控制过程的安全性和系统的综合控制性能有更高的要求,这使得控制系统性能监测与评估方法的研究和应用,在最近几十年内得到了广泛的关注。由于控制器参数设定不当、系统模型变化、系统故障、环境参数变化或其它不确定因素,控制系统的实际运行性能往往和最初设计的理想性能有一定差距。因此,通过理论分析或对系统常规运行数据的监测,对控制系统的实际运行性能情况,进行监测与评估,找到引起性能变差的主要原因,进而指导控制器的设计、检测故障情况或优化控制参数及结构等,从而获得优异的控制性能和较好的经济效益,这一过程可简单概括为:监测-评估-诊断-提高^[28]。

目前控制性能监测与评估技术主要应用于工业过程控制领域,这一概念最早起源于 Harris 于 1989 年提出的利用最小方差控制器基准和系统闭环运行数据来评估 SISO 线性系统的性能^[29],在随后几十年的时间里,该领域从对单环、单变量、线性、非时变系统的研究,逐步拓展到对多环、多变量、非线性、时变系统的研究,期间有各种各样的评估方法被提出^[30,31]。这些方法可大致分为图 1.2 所示的三大类。

基于基准指标的评估方法,通过制定评估基准,实现将系统的性能量化为一个反映实际系统控制能力与理想基准系统控制能力的偏离程度的指标值,系统性能的好坏便对应于不同的阈值区间。该类方法中的代表就是基于最小方差控制基准及其相关改进的评估方法^[32],其它常用的指标还有:基于最优线性二次型高斯控制(LQG)的评估基准^[33,34],基于“黄金”历史数据的性能评估基准^[35,36]等等。该类方法研究最多,理论发展较为成熟,目前在化工等工业制造领域应用较多^[37]。

基于统计学分析的方法,通过计算系统的输入输出变量之间的相关统计量(如方差、协方差等),通过对数据之间的统计指标的分析,监测过程的工作状态^[38]。

目前研究较多的一些方法有：主成分分析方法^[39]，统计模式分析方法^[40]，动态神经网络等。该类方法关注于过程数据，多应用于多变量系统的故障诊断。

考虑多因素综合评估方法是对众多单一指标的综合，通过建立完整的评估体系来反映系统的综合性能。常用的方法有：基于模糊加权思想的评估方法^[41]、层次分析法（AHP）及其相关改进的方法^[42]。该类方法在飞行控制领域常用来评估飞行器制导与控制的综合性能^[43,44]。但该类方法只能够在系统运行结束后进行评估，无法做到对过程的监控，同时评估结果很大程度上取决于人为设定的指标权值，具有较大的主观性。

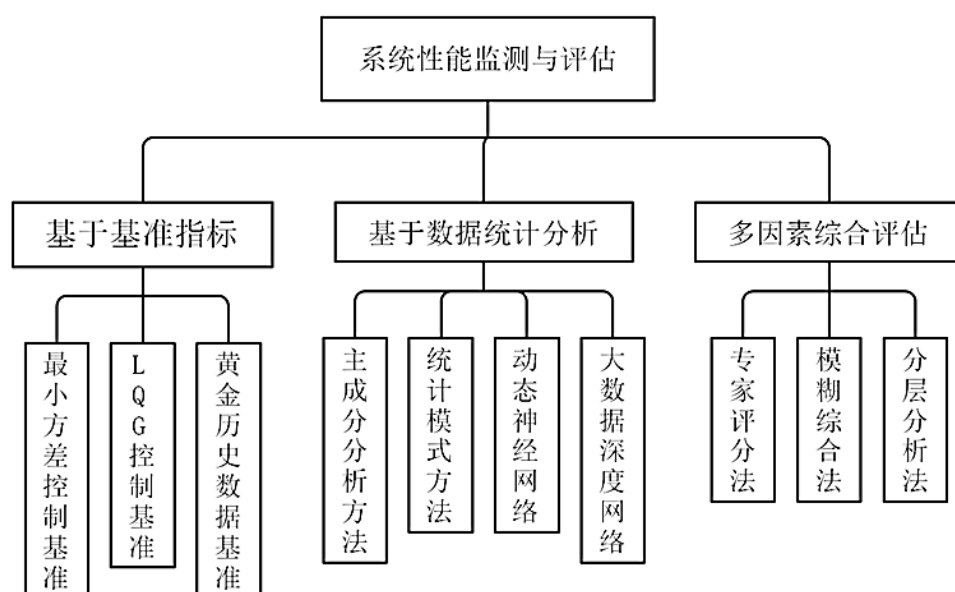


图 1.2 系统性能监测与评估的方法分类

虽然上述的这些方法针对某些特定领域的评估都各自有着较多的应用，然而，从对控制器性能评估的角度来说，该领域的研究还存在以下一些问题：1）对于非线性时变系统的研究较少，始终没有一个合理全面的评价指标体系，部分文献^[45-47]中针对自适应系统给出了一些非线性系统的控制性能评估指标，有一定的参考价值，但这些指标并不通用。2）评估结果的实际的物理意义不明确。以数据驱动的评估方式大多不能直接反映控制性能方面（如鲁棒性、稳定性、跟踪性能等）的物理意义，更多是应用于系统运行过程的故障检测；而基于控制参数和对象模型的评估方式在一定程度上能够反映控制性能，但需要较多的额外信息，实际应用上有局限。3）对系统实时性能的在线评估方法不多。在线评估的方案基本是基于数据驱动的方法，其他的评估方式，要么针对离线评估，要么实时性较差。因此针对飞行器控制性能的在线评估，依然是一个待解决的问题。

通过调研,文献^[48]指出基于大数据的方式进行性能评估是该领域研究的一个新方向;文献^[49]中使用机器学习方法从大量数据中提取数据特征,进而分析控制过程数据的方式,较传统的数据处理与分析方式有着巨大的优势;文献^[50]中利用深度信念网络作为分类器在线辨识原油生产过程的类型,并在数据库中匹配相应的模型进行控制调度,实现了优化控制过程的目的。因此,对于飞行器控制性能的在线监测与评估,基于神经网络或深度学习的方案将会是一个值得探索的方向。

1.2.3 预设性能控制

在众多针对不确定干扰下的非线性系统的控制方法研究中,重点考察的是闭环系统的稳定性和鲁棒性,即研究如何镇定一个系统,或如何调节系统稳态时的跟踪误差的界。例如,前文所述的基于反馈线性化或反步法的控制设计过程中均是利用 Lyapunov 稳定性理论研究系统的误差收敛稳定问题,各类鲁棒控制或自适应控制方法则重点考虑如何增强系统的鲁棒性以保证系统在任意有界干扰下的稳定。但对于瞬态控制性能,如超调量、误差收敛速率、调节时间等,在这些控制设计方法的研究中考虑的较少。

对于不确定干扰下非线性系统的综合控制性能问题,近些年来,不断有学者作出一些探索性的研究工作。早在 1991 年,Miller 等人就给出了“好的瞬态性能响应”的概念:在指定时间内误差收敛到指定小的范围内且超调量不超过任意指定常数,同时还针对单入单出的最小相位线性时变模型设计一种新型的自适应控制,通过理论分析和仿真初步验证了其想法^[51]。随后,Ryan 等人以及 Achim Ilchmann 等人针对一类非线性系统,分别通过泛函微分方程描述的“预设性能通道”限制系统动态变化情况,实现跟踪误差在预先设定的性能通道内收敛,并最终收敛到一个半径为设定常值的区域内^[52,53]。可知,考虑系统综合控制性能的有效地解决思路是将任意期望的性能指标作为约束条件融合到控制方案的设计中,从而将此问题转化为带性能约束的控制问题。这一想法实践最早是由希腊 Bechlioulis 等学者于 2008 年提出了预设性能控制(Prescribed Performance Control)的概念^[54,55]。所谓预设性能,即是在保证跟踪误差收敛到一个指定的小的区域的同时,保证收敛速率和最大超调量均满足预先设定的指标,这就对系统的稳态性能和瞬态性能同时做出了限定,它的实现主要通过选取合适的性能函数限定系统的综合控制性能,然后选取合适的误差变换函数将对性能的不等式约束转化为等式约束,最终通过对变化后的误差设计控制律保证其有界性即可。该理论一经提出,便受到广泛的关注,大量的学者将其与

现有的控制方法进行结合,对该理论进行推广和应用。截止目前,有代表性的预设性能控制的设计方案有:自适应控制方法^[56-58]、输出反馈控制法^[59,60]、神经网络法^[61,62]、模糊控制^[63,64]等。

在一些对综合控制性能要求较高的工程应用研究中表明预设性能控制能够实现较好的控制效果。在工业领域,文献^[65]中利用预设性能理论设计新型的 PID 调节器对机器人关节进行控制,仿真表明在时变的有界干扰下所设计的控制器依然能够实现机器人关节速度和位置的完美的控制;文献^[66]中利用预设性能理论设计了一种基于神经网络自适应控制的远程机器人控制系统,并在 Baxter 机器人上进行了测试,表明所设计的机器人控制系统在运动学和动力学两个层次上都实现了性能的保证。在飞行控制领域,文献^[67]中针对高超声速飞行器的不确定性模型,设计了一种高性能的速度和高度自适应跟踪控制器,利用预设性能控制技术很大程度上改善了控制器的瞬态特性;文献^[68]中针对吸气式高超声速飞行器提出了一种鲁棒自适应神经网络控制方案,能够保证速度和高度跟踪误差具有理想的瞬态性能;文献^[69]中针对临近空间飞行器在未知不确定性和外部干扰以及输入非线性等条件下的控制问题,使用预设性能控制和自适应反步法设计控制器,并利用神经网络补偿不确定干扰,实现较好的控制效果。

虽然该方法已经存在大量的研究,但尚未形成完整的理论体系,其中依然存在待解决的难点,例如,该控制设计依赖于初始跟踪误差的先验知识,使得其在实际应用中有局限;与其他方法结合的系统缺乏统一严格的稳定性分析等。

1.3 主要研究内容

本课题主要研究现代飞行器在不确定飞行环境下的综合控制性能的提升方法。研究领域是现代高速飞行器再入飞行段的姿态跟踪控制问题。不同于常规的飞行器控制方法研究,本课题研究内容的关注点是如何设计合适的控制方案以提升受不确定干扰的飞行控制系统的综合控制性能,对此提出了基于在线性能评估的增益自适应控制、基于神经网络即时线性化的自适应控制和基于改进预设性能控制的滑模控制三种解决方案。因此,本文的主要研究内容为:

(1) 高速飞行器再入飞行段的动力学建模与分析

作为实施飞行控制的基础,对高速飞行器再入飞行段的动力学建模与分析的研究主要包括:根据飞行力学相关理论在合适的坐标系下推导高速飞行器的全状态非线性六自由度运动方程组;推导建立高速飞行器的线性与非线性控制模型;基于运

动模型与控制模型搭建数值仿真平台；利用仿真平台对飞行器的飞行特性做简单分析等内容。

（2）基于在线性能评估的增益自适应控制

为了提高控制系统的综合控制性能，逆向的思路是对系统的控制性能进行实时的监测与评估，然后根据当前系统的控制性能的具体情况调整控制器，从而改进系统当前的控制性能。因此，从控制性能评估的角度，提出一种基于在线性能评估的增益自适应控制方案。该方案包括基于神经网络的在线性能评估和基于性能评估的增益自适应控制两个子系统，主要从以下五步展开研究：线性校正控制器设计、不同性能等级的离线数据库建立、神经网络的搭建与训练、控制性能的在线评估以及基于评估结果的控制增益调度。

（3）基于神经网络即时线性化的自适应控制

由于系统控制性能的好坏和系统的控制模型有着密切的关系，因此为了提高控制系统的综合控制性能，从模型辨识的角度，提出一种基于神经网络即时线性化的自适应控制方案。该方案主要包括：利用神经网络对飞行器非线性动力学特性进行辨识；通过对辨识网络做即时线性化处理获取系统当前运行点的等效线性模型；基于所得到的线性模型和最优控制性能指标自适应地调节控制器参数等方面的内容。

（4）基于改进预设性能控制的滑模控制

为了提高控制系统的综合控制性能，正向的思路是直接设定一些控制性能指标（如稳态误差、最大超调量、误差收敛速率等），然后设计满足这些控制性能指标的控制器。因此，从鲁棒非线性控制的角度，提出一种基于改进预设性能控制的滑模控制方案。该方案利用飞行器仿射非线性控制模型设计具有预设性能的双环滑模控制器，其中包括设计新型的性能约束和误差变换方案，提出改进的性能约束重启的控制策略，以及设计基于虚拟控制误差的双环滑模控制器等方面的内容。

1.4 论文组织结构

本论文分为六个章节对研究内容展开论述，具体的行文结构如下：

第一章是绪论。该章节中，首先介绍对飞行器综合控制性能进行研究的背景和意义，然后调研与该课题相关的研究领域的发展和现状，最后阐述本论文的主要研究内容和行文结构。

第二章是对通用高速飞行器的建模与分析。该章节中，首先选取通用高速飞行器模型作为研究对象，然后在所定义的坐标系和一些建模假设下，对飞行器的全状

态非线性六自由度运动方程进行推导，并通过对其简化处理得到相应的控制模型，最后搭建数值仿真平台，对所建立的飞行器模型做简单的仿真分析。

第三章是对基于在线性能评估的增益自适应控制方法的研究。该章节中，首先利用系统的小偏差线性化模型设计具有不同控制性能级别的线性校正网络控制器，其次，基于大量的飞行仿真数据建立性能评估的离线数据库，并对神经网络进行训练，然后基于神经网络在线性能评估的结果设计增益调度策略实现自适应增益控制。最后对所设计的方法进行仿真验证和对比分析。

第四章是对基于神经网络即时线性化的自适应控制方法的研究。该章节中，首先介绍基于神经网络的系统辨识和即时线性化技术的基本理论，其次利用飞行器动力学的特征模型对纵向通道的飞行特性进行离线与在线的辨识设计，然后基于辨识得到的即时线性化模型设计参数最优的自适应控制律，最后对所设计的方法进行仿真验证和对比分析。

第五章是对基于改进预设性能控制的滑模控制方法的研究。该章节中，首先介绍预设性能控制和滑模变结构控制的基本理论；然后，针对具体的飞行器系统设计新型的预设性能双环滑模控制器，最后对所设计的方法进行仿真验证和对比分析。

第六章是总结与展望。该章节中首先对全文工作作出总结，然后指出其中还存在的问题、可以尝试进一步作出改进的地方以及该领域的研究展望。

2 通用高速飞行器建模与分析

2.1 引言

开展前文所述的研究内容的前提是明确研究对象。考虑到现代高速飞行器的普遍特点是飞行速度快、飞行空域大等，因此本文主要针对一类高超声速飞行器进行研究。为了使研究成果更具有一般性，选取美国航天局的兰利研究中心(NASA Langley Research Center)公开的通用高超声速飞行器(Generic Hypersonic Vehicle, GHV)概念模型作为本文具体的研究对象。作为一个用于高超声速飞行器研究的标准模型，GHV 的飞行过程可大致分为上升段、巡航段和再入段三个阶段，其中再入段的飞行对于完成精确打击任务或者为了重复使用而回收飞行器来说，都是至关重要的。由于再入飞行跨越临近空间与大气层，飞行包线大，飞行环境极为复杂，使得该过程中的飞行状态更加多变，表现出更强的非线性、时变性以及不确定性等特性，因此再入飞行的制导和控制问题始终是该领域研究的重点和难点^[9]。本文主要研究的是 GHV 再入阶段的飞行控制问题，本章则主要解决飞行器的建模与分析问题，主要包括：利用飞行力学相关理论推导 GHV 的运动模型、基于运动模型搭建数值仿真平台、利用仿真平台分析 GHV 的飞行特性等，从而为后续控制方法的研究提供基础。

2.2 通用高速飞行器模型介绍

公开的相关文献资料^[70,71]表明，GHV 模型采用具有较大升阻比的有翼锥形体(Winged-Cone)构型，其几何外形示意图如图 2.1 所示，对应的结构俯视图和侧视图如图 2.2 所示。



图 2.1 GHV 模型的几何外形示意图

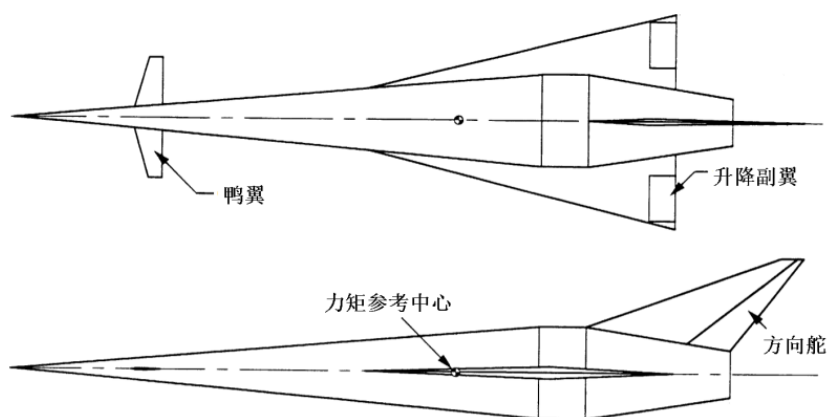


图 2.2 GHV 模型的结构视图

由上图可知，GHV 的三角形机翼的左右两侧分别配置有可独立操纵的升降副翼舵，用来控制飞行器的俯仰和滚转运动，左右副翼舵偏大小分别记为 δ_e 和 δ_a ，并规定其向下偏转为正；垂直尾翼上配置有方向舵，用来控制飞行器的偏航运动，方向舵偏大小记为 δ_r ，并规定其（尾视）向左偏转为正；可伸缩的鸭翼在再入飞行过程中被收入机体内部，因此可不予考虑。文中用到的 GHV 模型的主要参数如表 2.1 所示。

表 2.1 GHV 的主要参数表

类别	参数名称	数值大小	单位
轴对称机身	理论长度 L_0	60.96	m
	力矩参考中心位置 x_{rc}	37.80	m
机翼	参考面积 S	334.73	m^2
	翼展 b	18.29	m
	平均几何弦长 c	24.38	m
尾翼	理论面积 S_t	116.02	m^2
升降副翼舵	参考面积 S_e	8.57	m^2
方向舵	参考面积 S_r	15.00	m^2
舵偏约束	最大舵偏 δ_{max}	± 20	deg
再入段 飞行参数	空重 m_0	63500	kg
	x 轴转动惯量 J_x	637234	$kg \cdot m^2$
	y 轴转动惯量 J_y	6101181	$kg \cdot m^2$
	z 轴转动惯量 J_z	6101181	$kg \cdot m^2$
	力矩中心到质心的距离 x_{cg}	4.467	m

2.3 六自由度运动模型

2.3.1 建模的基本假设

高速飞行器的实际再入飞行过程受到多方面因素的影响：一方面，机体的弹性、燃料的晃动、舵面的形变、气动热影响等都会对飞行器本身的动态特性产生干扰；另一方面，复杂多变的飞行环境将带来额外的干扰力和干扰力矩，因此要建立考虑全部影响因素的完备的运动数学模型是极其困难的。现有的研究往往根据研究中的侧重点，忽略次要因素，建立易于分析的简化数学模型。针对本文的主要研究内容，建模过程将遵循如下合理的基本假设：

(1) 忽略地球自转带来的影响，同时，由于再入飞行跨域内的地球表面曲率较小，可将其视为平面；

(2) 忽略机体和机翼的弹性特性，将其视为质量均匀分布的理想刚体；

(3) 由于飞行器是面对称构型，故惯量积 J_{xy} 和 J_{yz} 项均为 0，而 J_{xz} 项相对于主轴惯量为小值，可将其忽略不计；

(4) 忽略操纵舵面的弹性特性，并认为各个舵伺服系统的响应特性一致；

(5) 忽略惯性测量元件（陀螺仪、加速度计等）的动态特性；

(6) 由于再入段主要为无推力飞行，故认为飞行器的质量恒定，同时忽略飞行器内部液体燃料的晃动所带来的影响，认为质心位置和转动惯量也不改变；

(7) 对于面对称构型的飞行器，常采用倾斜转弯（Bank to Turn, BTT）的方式来改变横侧向的飞行轨迹，故认为 GHV 模型的再入飞行过程为无侧滑运动，即飞行侧滑角 $\beta \approx 0$ 。

2.3.2 坐标系定义与坐标变换

根据飞行力学的相关理论^[72]，对飞行器运动的直观描述或飞行过程中相关状态量的定义都需要选取合适的坐标系。结合前文所做的基本假设，给出研究过程所需的坐标系的定义如表 2.2 所示，图 2.3 给出了各坐标系的直观示意图。

由各坐标系的定义和示意图可知，不同的坐标系并非完全独立的，而是存在明确的转换关系。由于飞行器的姿态运动在机体坐标系下描述最为简单，而其运动参数和受力情况在其他坐标系下均有定义。因此，需要按照坐标变换理论推导各坐标系之间的变换矩阵^[73]。

表 2.2 建模所用坐标系的定义

名称	定义	用途
地面坐标系 (E 系)	原点 O 固定在地球表面的起飞点 O_E ; X_E 轴在发射点水平面内指向目标方向; Z_E 轴垂直于发射点水平面指向下方; Y_E 轴按照右手法则确定。	惯性系, 用于描述飞行器的绝对位置;
机体坐标系 (B 系)	原点 O 位于飞行器的质心 O_B ; X_B 轴沿飞行器的纵轴指向前方; Z_B 轴在飞行器纵向对称面内垂直于 X_B 轴向下; Y_B 轴按照右手法则确定。	动坐标系, 用于描述飞行器的姿态运动;
速度坐标系 (A 系)	原点 O 位于飞行器的质心 O_B ; X_A 轴沿飞行器的速度矢量 \vec{V} 的指向; Z_A 轴在飞行器纵向对称面内并垂直于 X_A 轴向下; Y_A 轴按照右手法则确定。	动坐标系, 用于飞行器的空气动力分析;
航迹坐标系 (T 系)	原点 O 位于飞行器的质心 O_B ; X_T 轴沿飞行器的速度矢量 \vec{V} 的指向; Z_T 轴在包含 \vec{V} 的铅垂面内并垂直于 X_T 轴向下; Y_T 轴按照右手法则确定。	动坐标系, 用于描述飞行器的质心运动。

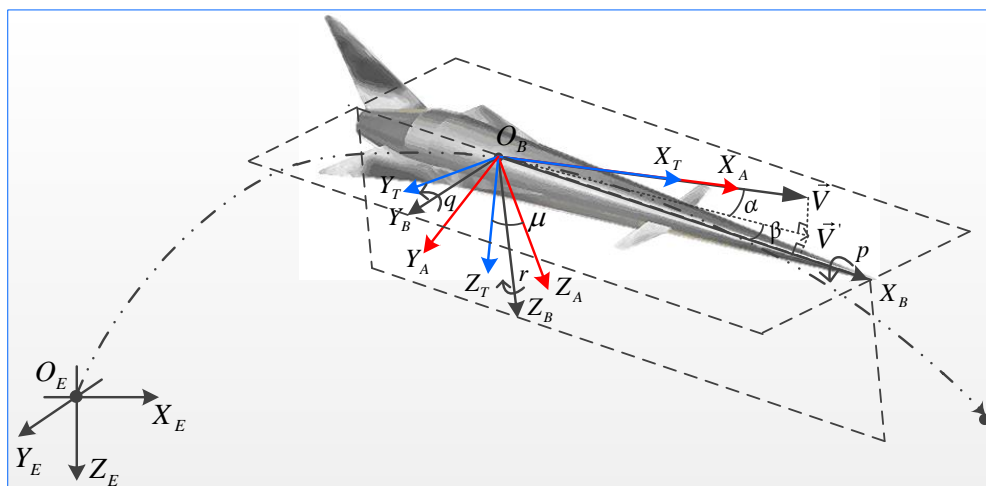


图 2.3 各坐标系之间关系的示意图

(1) 地面坐标系和机体坐标系之间的转换

机体(系)相对于地面系的姿态, 通常由 3 个欧拉角来描述, 即俯仰角 θ (机体纵轴 X_B 与水平面 $O_E X_E Y_E$ 间的夹角, 纵轴在水平面之上时 θ 为正)、偏航角 ψ (机体纵轴 X_B 在水平面内的投影与地面系 X_E 轴之间的夹角, 投影在 X_E 轴右侧时 ψ 为正) 和滚转角 ϕ (机体系 Y_B 轴与包含机体纵轴 X_B 的水平面的夹角, 绕纵轴 X_B 按

右手法则决定其正负)。按照如图 2.4 所示的连续旋转的坐标系变换方法,以地面系为基准,依次绕 Z-Y-X 轴转过 ψ 角、 θ 角和 ϕ 角即可得到机体系,最终地面系到机体系的变换矩阵为三次转动的初等旋转矩阵的乘积,即:

$$L_E^B = (L_B^E)^T = L(\psi, \theta, \phi) = L_X(\phi) \cdot L_Y(\theta) \cdot L_Z(\psi) \quad (2.1)$$

$$L_E^B = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \psi & \cos \theta \sin \psi & -\sin \theta \\ \sin \theta \cos \psi \sin \phi - \sin \psi \cos \phi & \sin \theta \sin \psi \sin \phi + \cos \psi \cos \phi & \cos \theta \sin \phi \\ \sin \theta \cos \psi \cos \phi + \sin \psi \sin \phi & \sin \theta \sin \psi \cos \phi - \cos \psi \sin \phi & \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

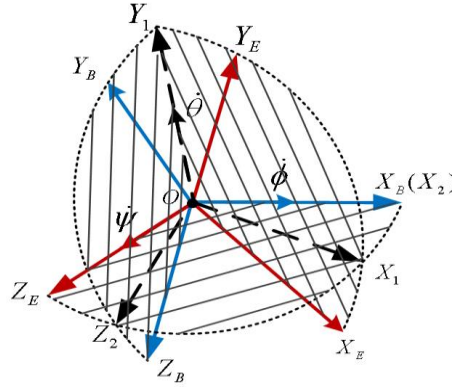


图 2.4 连续旋转的坐标变换示意图 (地面系到机体系)

(2) 机体坐标系和速度坐标系之间的转换

由于机体系和速度系的 Y 轴均在飞行器的纵向对称面内,故两者的关系可由两个角度描述,即攻角 α (速度矢量 \vec{V} 与机体纵向对称面的投影与 X_B 轴之间的夹角, \vec{V} 的投影在 X_B 轴下方时 α 为正) 和侧滑角 β (速度 \vec{V} 与机体纵向对称面的夹角, \vec{V} 在对称面的右侧时 β 为正)。同样按照连续旋转法,依次绕 Y - Z 轴转过 $-\alpha$ 角和 β 角即可得到机体系到速度系的变换矩阵为:

$$L_B^A = (L_A^B)^T = L(\alpha, \beta) = L_Z(\beta) \cdot L_Y(-\alpha) \quad (2.3)$$

$$L_B^A = \begin{bmatrix} \cos \alpha \cos \beta & \sin \beta & \sin \alpha \cos \beta \\ -\cos \alpha \sin \beta & \cos \beta & -\sin \alpha \sin \beta \\ -\sin \alpha & 0 & \cos \alpha \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

(3) 地面系和航迹系之间的转换

由于航迹系的 Z_T 轴在包含速度 \vec{V} 的铅垂面内,故两者关系可由两个角度描述,即航迹倾角 γ (速度 \vec{V} 与水平面 $O_E X_E Y_E$ 之间的夹角, \vec{V} 在水平面上方时 γ 为正) 和航迹偏角 χ (速度 \vec{V} 在水平面的投影与 X_E 轴之间的夹角, 尾视 \vec{V} 的投影在 X_E 轴右侧时 χ 为正)。同样按照连续旋转法,可得到地面系到航迹系的变换矩阵为:

$$L_E^T = (L_T^E)^T = L(\gamma, \chi) = L_\gamma(\gamma) \cdot L_\chi(\chi) \quad (2.5)$$

$$L_E^T = \begin{bmatrix} \cos \gamma \cos \chi & \cos \gamma \sin \chi & -\sin \gamma \\ -\sin \chi & \cos \chi & 0 \\ \sin \gamma \cos \chi & \sin \gamma \sin \chi & \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

(4) 速度系和航迹系之间的转换

由于航迹系和速度系的不同在于： Z_T 轴在包含速度 \vec{V} 的铅垂面内而 Z_A 轴在飞行器纵向对称面内，故两者的关系可通过一个角度描述，即倾侧角 μ （速度系的 Z_A 轴与包含速度 \vec{V} 的铅垂面之间的夹角，尾视纵向对称平面逆时针倾斜时 μ 为正）。易得航迹系到速度系的变换矩阵为：

$$L_T^A = (L_A^T)^T = L_\mu(\mu) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \mu & \sin \mu \\ 0 & -\sin \mu & \cos \mu \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

综上，将各个坐标系的关系用图 2.5 表示，其他坐标系的转换可以根据图中关系选取合适的中间坐标系间接推导转换矩阵。由图可知，地面系到速度系的转换，中间坐标系可选为机体系或者航迹系，即有 $L_E^A = L_B^A L_E^B = L_T^A L_E^T$ 。将该式展开可得这八个角度之间的几何关系为：

$$\begin{cases} \sin \gamma = \cos \alpha \cos \beta \sin \theta - \cos \theta (\sin \beta \sin \phi + \sin \alpha \cos \beta \cos \phi) \\ \sin \chi \cos \gamma = \cos \alpha \cos \beta \cos \theta \sin \psi + \sin \beta (\sin \theta \sin \psi \sin \phi + \cos \psi \cos \phi) \\ \quad + \sin \alpha \cos \beta (\sin \theta \sin \psi \cos \phi - \cos \psi \sin \phi) \\ \sin \mu \cos \gamma = \cos \alpha \sin \beta \sin \theta + \cos \theta (\cos \beta \sin \phi - \sin \alpha \sin \beta \cos \phi) \end{cases} \quad (2.8)$$

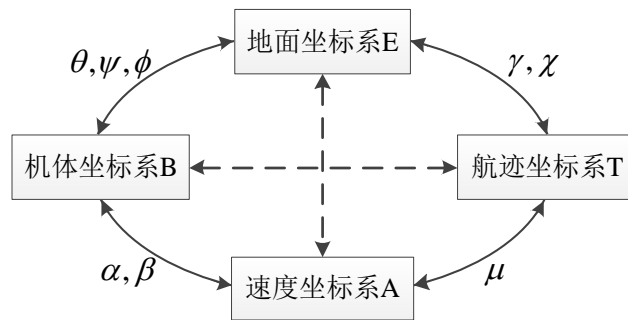


图 2.5 各坐标系转换关系图

由式(2.8)可知，飞行器的 8 个状态角（按照控制通道可分为：俯仰通道状态角 γ, θ, α ；偏航通道状态角 χ, ψ, β ；滚转通道状态角 ϕ, μ ）只有 5 个是完全独立的，其它 3 个可通过几何关系求解。

2.3.3 空气动力模型

由于本文所研究的是无推力再入飞行阶段，飞行器主要依靠空气动力改变运动状态，因此有必要具体分析飞行器再入飞行时所受的空气动力情况。

由飞行力学理论^[72]，在速度坐标系下，飞行器受到的空气动力 R^A 的各轴分量可分别记为阻力 D （沿 X_A 轴负向）、侧向力 Y （沿 Y_A 轴正向）和升力 L （沿 Z_A 轴负向）。各气动力相对于机体的力矩参考中心产生的气动力矩 \bar{M}_R^B 在机体系各轴的分量分别记为 l_R （相对于 X_B 轴的气动力矩，引起滚转角速度 p ）、 m_R （相对于 Y_B 轴的气动力矩，引起俯仰角速度 q ）和 n_R （相对于 Z_B 轴的气动力矩，引起偏航角速度 r ）。这些气动力和力矩的大小主要与机翼的参考面积 S 、空气来流的动压 \bar{q} 以及相应的气动系数有关：

$$R^A = \begin{bmatrix} -D \\ Y \\ -L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -C_D \bar{q} S \\ C_Y \bar{q} S \\ -C_L \bar{q} S \end{bmatrix}; \quad \bar{M}_R^B = \begin{bmatrix} l_R \\ m_R \\ n_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_l \bar{q} b S \\ C_m \bar{q} c S \\ C_n \bar{q} b S \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

其中，动压 $\bar{q} = \rho V^2 / 2$ ； ρ 是飞行器所在高度 h 处的空气密度； b 是机翼翼展； c 是平均气动弦长； C_D, C_Y, C_L 和 C_l, C_m, C_n 是相应的气动力系数和气动力矩系数。

由上式可知，对于给定的飞行器几何参数和当前时刻的飞行高度、速度，空气动力和力矩的大小取决于相应的气动系数。根据文献^[71]中对气动模型的研究可知，飞行器的气动系数由机体产生的气动力（矩）系数和舵面偏转产生的附加气动系数组成，并可表示攻角、马赫数以及舵偏大小的函数，从而进行拟合计算。气动力系数的表达式为：

$$\begin{cases} C_D = C_{D\alpha} + C_{D\delta_e} + C_{D\delta_a} + C_{D\delta_r} = f_D(Ma, \alpha, \delta_e, \delta_a, \delta_r) \\ C_Y = C_{Y\beta} + C_{Y\delta_e} + C_{Y\delta_a} + C_{Y\delta_r} = f_Y(Ma, \alpha, \beta, \delta_e, \delta_a, \delta_r) \\ C_L = C_{L\alpha} + C_{L\delta_e} + C_{L\delta_a} = f_L(Ma, \alpha, \delta_e, \delta_a) \end{cases} \quad (2.10)$$

其中， $C_{D\alpha}$ 是由攻角产生的阻力系数； $C_{Y\beta}$ 是由侧滑角产生的侧向力系数； $C_{L\alpha}$ 是由攻角产生的升力系数； $C_{*\delta} (* = D, Y, L)$ 分别为舵偏角引起的各轴向的附加气动力系数，包括左舵偏气动力系数 $C_{*\delta_e}$ 、右舵偏气动力系数 $C_{*\delta_a}$ 和方向舵偏气动力系数 $C_{*\delta_r}$ 。上述各系数均为相关参数的多阶解析多项式函数，可用一个总的多项式函数 $f_*(\bullet)$ 表示。

同样地，气动力矩系数的表达式为：

$$\begin{cases} C_m = C_{m\alpha} + C_{m\delta_e} + C_{m\delta_a} + C_{m\delta_r} + C_{mq} \frac{qc}{2V} = f_m(Ma, \alpha, \delta_e, \delta_a, \delta_r, q) \\ C_n = C_{n\beta} \beta + C_{n\delta_e} + C_{n\delta_a} + C_{n\delta_r} + C_{np} \frac{pb}{2V} + C_{nr} \frac{rb}{2V} = f_n(Ma, \alpha, \beta, \delta_e, \delta_a, \delta_r, p, r) \\ C_l = C_{l\beta} \beta + C_{l\delta_e} + C_{l\delta_a} + C_{l\delta_r} + C_{lp} \frac{pb}{2V} + C_{lr} \frac{rb}{2V} = f_l(Ma, \alpha, \beta, \delta_e, \delta_a, \delta_r, p, r) \end{cases} \quad (2.11)$$

其中, $C_{m\alpha}$ 是由攻角产生的俯仰通道的气动力矩系数; $C_{n\beta}$ 和 $C_{l\beta}$ 分别是由侧滑角产生的偏航通道和滚转通道的气动力矩系数; $C_{*\delta} (* = l, m, n)$ 分别为舵偏角引起的各控制通道的附加气动力矩系数, 同样包括左舵偏气动力矩系数 $C_{*\delta_e}$ 、右舵偏气动力矩系数 $C_{*\delta_a}$ 和方向舵偏气动力矩系数 $C_{*\delta_r}$; C_{mq} 是由俯仰角速度产生的俯仰通道的气动力矩系数; C_{np} 和 C_{lp} 分别是由滚转角速度产生的偏航通道和滚转通道的气动力矩系数; C_{nr} 和 C_{lr} 分别是由偏航角速度产生的偏航通道和滚转通道的气动力矩系数。上述各系数均为相关参数的多阶解析多项式函数, 可用一个总的多项式函数 $f_*(\bullet)$ 表示。

按照上述气动模型得到部分气动力系数和气动力矩系数曲线如图 2.6 中的 (a) 至 (f) 所示。

由于飞行器起飞后随着燃料的消耗, 飞行器的质心位置将不断变动 (只考虑沿机体纵轴的移动), 在再入飞行阶段飞行器的气动力矩参考中心与实际质心之间将存在着不可忽略的距离 x_{cg} (按照前文给出的建模基本假设, 再入段质量不再变化, 该距离视为定值, 其大小在表 2.1 中给出)。因此, 气动力对质心产生的实际气动力矩大小应改写为:

$$\mathbf{M}_R^B = \bar{\mathbf{M}}_R^B + \Delta \mathbf{M}_R^B = \begin{bmatrix} C_l \bar{q} b S \\ C_m \bar{q} c S \\ C_n \bar{q} b S \end{bmatrix} - x_{cg} \begin{bmatrix} 0 \\ R_{Z_B} \\ R_{Y_B} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

其中, R_{Y_B}, R_{Z_B} 为气动力在机体坐标系下的分量, 根据坐标转换关系式(2.4)有:

$$\mathbf{R}^B = \mathbf{L}_A^B \mathbf{R}^A = \begin{bmatrix} R_{X_B} \\ R_{Y_B} \\ R_{Z_B} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} L \sin \alpha - D \cos \alpha \\ Y \\ -D \sin \alpha - L \cos \alpha \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

上式中, 按照假设认为 $\sin \beta \approx 0, \cos \beta \approx 1$ 。因此, 最终得到绕质心的气动力矩为:

$$\mathbf{M}_R^B = \begin{bmatrix} C_l \bar{q} b S \\ C_m \bar{q} c S + x_{cg} (D \sin \alpha + L \cos \alpha) \\ C_n \bar{q} b S - x_{cg} Y \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

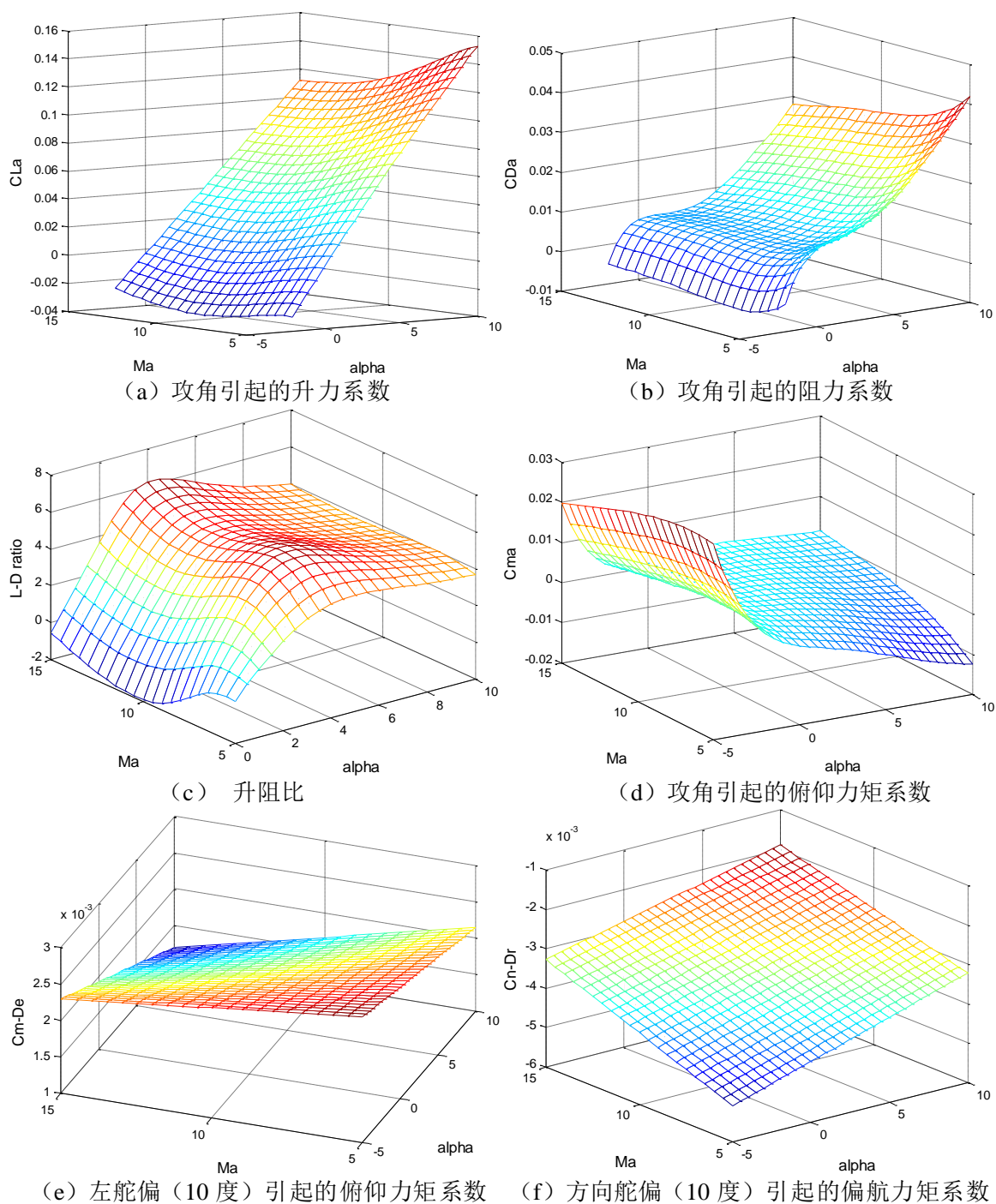


图 2.6 部分气动力系数和气动力矩系数曲线图

此外，为了尽可能真实地模拟实际飞行环境，使用简化的国际标准大气环境模型，计算所需的环境参数如下：

(1) 不同高度下的重力加速度为：

$$g = g_0 \cdot \left(R_e / (R_e + h) \right)^2 \quad (2.15)$$

其中， $g_0 = 9.8m/s^2$ 是地球表面重力加速度， $R_e = 6356.766km$ 是地球半径。

(2) 不同高度下的空气密度近似为:

$$\rho = \rho_0 \exp(-h/h_0) \quad (2.16)$$

其中, $\rho_0 = 1.226 \text{ kg/m}^3$ 是地球表面的大气密度, $h_0 = 7315.2 \text{ m}$ 是等效近似系数。

(3) 不同高度下的声速近似为:

$$V_s = 20.0468\sqrt{T} \quad (2.17)$$

其中, T 是当前高度下的温度, 对于 $20 \sim 30 \text{ km}$ 的高度, 使用如下经验公式近似

$$T = 196.65 + \frac{h}{1 + h/R_e} \times 10^{-3} \quad (2.18)$$

从而可计算实际飞行马赫数 $Ma = V/V_s$ 。

2.3.4 非线性动力学方程

飞行器的运动常从质心的移动和绕质心的转动两方面进行研究, 根据牛顿第二定律, 这两种运动形式在惯性系下可分别用如下方程描述:

$$\mathbf{F} = \frac{d}{dt}(m_0 \vec{V}) \Big|_E; \quad \mathbf{M} = \frac{d}{dt} \vec{H} \Big|_E \quad (2.19)$$

式中, \mathbf{F} 和 \mathbf{M} 分别为总外力和力矩的矢量和; m_0 是再入段飞行器的质量; \vec{H} 是总动量矩。根据矢量的相对导数和绝对导数之间的关系, 可知在动坐标系 Q 下 (根据前文所定义的坐标系, Q 可为 B 系、 A 系或 T 系), 式(2.19)可分别写为:

$$\mathbf{F}^Q = m_0 \left(\frac{\partial \vec{V}}{\partial t} + \vec{\Omega} \times \vec{V} \right) \Big|_Q \quad (2.20)$$

$$\mathbf{M}^Q = \left(\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} + \vec{\Omega} \times \vec{H} \right) \Big|_Q \quad (2.21)$$

其中, \mathbf{F}^Q 和 \mathbf{M}^Q 分别为总外力和力矩在动坐标系 Q 下的向量形式; $\partial \vec{V} / \partial t$ 和 $\partial \vec{H} / \partial t$ 分别为速度和动量矩的相对导数; $\vec{\Omega}$ 为动坐标系相对于惯性系的转动角速度矢量。从而, 利用上式可推导飞行器在航迹系中的质心运动方程和在机体系中的绕质心转动方程。

(1) 质心运动方程

在航迹坐标系 T 下, 式(2.20)可写为:

$$\mathbf{G}^T + \mathbf{R}^T + \mathbf{F}_d^T = m_0 \left(\partial \vec{V} / \partial t + \vec{\omega}_T \times \vec{V} \right) \quad (2.22)$$

式中, \mathbf{G}^T 是重力在航迹系下的向量形式, 由坐标变换矩阵式(2.6), 可得:

$$\mathbf{G}^T = \mathbf{L}_E^T \mathbf{G}^E = m_0 g [-\sin \gamma, 0, \cos \gamma]^T \quad (2.23)$$

R^T 和 F_d^T 分别为气动力和气动干扰力在航迹系中的向量形式，由坐标变换矩阵式(2.7)，可得：

$$R^T = L_A^T R^A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \mu & -\sin \mu \\ 0 & \sin \mu & \cos \mu \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -D \\ Y \\ -L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -D \\ Y \cos \mu + L \sin \mu \\ Y \sin \mu - L \cos \mu \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$F_d^A = [-F_{dD}, F_{dY}, -F_{dL}]^T$ ，同理可得 F_d^T 。 $\vec{\omega}_T$ 为航迹系相对于惯性系的角速度矢量，由坐标变换式(2.5)，可得：

$$\vec{\omega}_T = \begin{bmatrix} \omega_{TX} \\ \omega_{TY} \\ \omega_{TZ} \end{bmatrix} = L(\gamma, \chi) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\chi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\gamma} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{\chi} \sin \gamma \\ \dot{\gamma} \\ \dot{\chi} \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

此外，在航迹系下 $\vec{V} = [V, 0, 0]^T$ ，从而将式(2.22)展开为标量形式为：

$$\begin{cases} \dot{V} = \frac{-D - F_{dD}}{m_0} - g \sin \gamma \\ \dot{\gamma} = \frac{L \cos \mu - Y \sin \mu}{m_0 V} - \frac{g \cos \gamma}{V} + \frac{F_{dL} \cos \mu - F_{dY} \sin \mu}{m_0 V} \\ \dot{\chi} = \frac{Y \cos \mu + L \sin \mu}{m_0 V \cos \gamma} + \frac{F_{dY} \cos \mu + F_{dL} \sin \mu}{m_0 V \cos \gamma} \end{cases} \quad (2.26)$$

(2) 绕质心转动方程

在机体坐标系 B 下，式(2.21)可写为：

$$M_R^B + M_d^B = J \cdot \frac{\partial \vec{\omega}_B}{\partial t} + \vec{\omega}_B \times (J \cdot \vec{\omega}_B) \quad (2.27)$$

式中， M_R^B 和 M_d^B 分别为气动力矩和干扰力矩； $\vec{\omega}_B = [p, q, r]^T$ 是机体相对于惯性系的角速度； J 为飞行器的转动惯量矩阵，根据前文所分析的假设条件 $J = \text{diag}\{J_x, J_y, J_z\}$ 。从而展开上式可得其标量形式为：

$$\begin{cases} \dot{p} = \frac{J_y - J_z}{J_x} qr + \frac{C_l \bar{q} b S + M_{dX}}{J_x} \\ \dot{q} = \frac{J_z - J_x}{J_y} pr + \frac{C_m \bar{q} c S + x_{cg} (D \sin \alpha + L \cos \alpha) + M_{dY}}{J_y} \\ \dot{r} = \frac{J_x - J_y}{J_z} pq + \frac{C_n \bar{q} b S - x_{cg} Y + M_{dZ}}{J_z} \end{cases} \quad (2.28)$$

本文中选取俯仰通道的攻角 α 、偏航通道的侧滑角 β 以及滚转通道的倾侧角 μ 构成姿态角状态向量 $\Theta = [\alpha, \beta, \mu]^T$ ，通过对各姿态角的控制实现各通道运动的

控制。根据图 2.5 所示的各坐标系之间的转换关系图和各角度间的几何关系式 (2.8)，并按照文献^[74]中给出的方法推导机体相对于惯性系的转动角速率与其它角度的变化角速率之间的关系，得到各状态角的角速率几何关系如下：

$$\begin{cases} p = \dot{\beta} \sin \alpha + \dot{\mu} \cos \beta \cos \alpha + \dot{\gamma} (\sin \alpha \sin \mu - \cos \alpha \sin \beta \cos \mu) \\ \quad - \dot{\chi} \cos \gamma (\cos \alpha \sin \beta \sin \mu + \sin \alpha \cos \mu) - \dot{\chi} \sin \gamma \cos \alpha \cos \beta \\ q = \dot{\alpha} + \dot{\mu} \sin \beta + \dot{\gamma} \cos \beta \cos \mu + \dot{\chi} (\cos \gamma \cos \beta \sin \mu - \sin \gamma \sin \beta) \\ r = -\dot{\beta} \cos \alpha + \dot{\mu} \sin \alpha \cos \beta - \dot{\gamma} (\cos \alpha \sin \mu + \sin \alpha \sin \beta \cos \mu) \\ \quad + \dot{\chi} \cos \gamma (\cos \alpha \cos \mu - \sin \alpha \sin \beta \sin \mu) - \dot{\chi} \sin \gamma \sin \alpha \cos \beta \end{cases} \quad (2.29)$$

整理并求解上式可得：

$$\begin{cases} \dot{\alpha} = q - \tan \beta (p \cos \alpha + r \sin \alpha) - \dot{\gamma} \sec \beta \cos \mu - \dot{\chi} \sec \beta \cos \gamma \sin \mu \\ \dot{\beta} = p \sin \alpha - r \cos \alpha - \dot{\gamma} \sin \mu + \dot{\chi} \cos \gamma \cos \mu \\ \dot{\mu} = \sec \beta (p \cos \alpha + r \sin \alpha) + \dot{\gamma} \tan \beta \cos \mu + \dot{\chi} \cos \gamma \tan \beta \sin \mu + \dot{\chi} \sin \gamma \end{cases} \quad (2.30)$$

将式(2.26)代入该式，得到以 α, β, μ 为被控量的微分方程组如下：

$$\begin{cases} \dot{\alpha} = q - \tan \beta (p \cos \alpha + r \sin \alpha) + \frac{-L + \bar{G}_\alpha + \bar{F}_{d\alpha}}{m_0 V \cos \beta} \\ \dot{\beta} = p \sin \alpha - r \cos \alpha + \frac{Y + \bar{G}_\beta + \bar{F}_{d\beta}}{m_0 V} \\ \dot{\mu} = \frac{p \cos \alpha + r \sin \alpha}{\cos \beta} + \frac{L(\tan \beta + \tan \gamma \sin \mu) + Y \tan \gamma \cos \mu + \bar{G}_\mu + \bar{F}_{d\mu}}{m_0 V} \end{cases} \quad (2.31)$$

式中， $\bar{G}_\alpha, \bar{G}_\beta, \bar{G}_\mu$ 分别为重力作用在各控制通道的等效分量； $\bar{F}_{d\alpha}, \bar{F}_{d\beta}, \bar{F}_{d\mu}$ 分别为气动干扰力对各通道作用的等效分量。它们的大小由下式确定。

$$\begin{cases} \bar{G}_\alpha = m_0 g \cos \gamma \cos \mu \\ \bar{G}_\beta = m_0 g \cos \gamma \sin \mu \\ \bar{G}_\mu = -m_0 g \cos \gamma \tan \beta \cos \mu \end{cases} ; \begin{cases} F_{d\alpha} = -F_{dL}^A \\ F_{d\beta} = F_{dY}^A \\ F_{d\mu} = F_{dL}^A (\tan \beta + \tan \gamma \sin \mu) + F_{dY}^A \tan \gamma \cos \mu \end{cases} \quad (2.32)$$

2.3.5 非线性运动学方程

(1) 质心运动方程

飞行器相对于地面坐标系的运动轨迹通过如下的质心运动学方程确定：

$$d\mathbf{\Gamma}/dt = \vec{V} \Big|_E \quad (2.33)$$

式中， $\mathbf{\Gamma} = [x, y, z]^T$ 为飞行器质心在地面坐标系中的位置向量，而飞行高度 $h = -z$ 。

通过航迹系到地面系的坐标变换式(2.6)，可得上式的标量形式为：

$$\begin{cases} \dot{x} = V \cos \gamma \cos \chi \\ \dot{y} = V \cos \gamma \sin \chi \\ \dot{h} = V \sin \gamma \end{cases} \quad (2.34)$$

(2) 绕质心转动方程

由机体系和地面系之间的转换关系式(2.1)可知, 飞行器相对于地面的转动角速度和姿态角变化率之间存在如下关系:

$$\vec{\omega}_B = \dot{\Psi} + \dot{\Theta} + \dot{\Phi} = L_X(\phi) \cdot L_Y(\theta) \cdot L_Z(\psi) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} + L_X(\phi) \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

将上式展开整理, 可得飞行器姿态变化的运动学方程的标量形式为:

$$\begin{cases} \dot{\theta} = q \cos \phi - r \sin \phi \\ \dot{\psi} = \frac{1}{\cos \theta} (q \sin \phi + r \cos \phi) \\ \dot{\phi} = p + (q \sin \phi + r \cos \phi) \tan \theta \end{cases} \quad (2.36)$$

综合上述几小节内容, 式(2.26)、式(2.28)、式(2.31)、式(2.34)和式(2.36)构成飞行器运动的全状态六自由度非线性微分方程组, 可求解飞行过程中的全部状态。

2.4 姿态控制模型

上一小节所建立的 GHV 的六自由度非线性运动模型中, 部分状态量之间的关系错综复杂, 并且控制量(操纵舵面的偏转角)对各个状态量的影响关系不能直接得出, 因此上述模型无法直接用于后续的姿态控制系统的设计。故要根据具体研究情况, 在一定条件下对该模型进行处理和简化。

由于作用在飞行器上的力矩的影响比力大得多, 因此飞行器的绕心角运动快于沿质心的线运动, 而在角运动中力矩直接改变角速度, 间接影响角度。因此, 飞行器控制研究中常使用长短周期状态分离的分段研究法将控制响应分为快慢回路, 即分别关注姿态角速度 $\omega = [q, r, p]^T$ 和姿态角 $\Theta = [\alpha, \beta, \mu]^T$ 。

2.4.1 仿射非线性模型

为了便于后续对非线性姿态控制的研究, 将前文相关的姿态运动方程改写为仿射非线性的形式如下:

$$\begin{aligned} \dot{\Theta} &= B_\delta F_\delta + f_s(\Theta) + g_s \omega \\ \dot{\omega} &= J^{-1} M_\delta + f_f(\omega) \end{aligned} \quad (2.37)$$

式中, $F_\delta = [F_{\delta\alpha}, F_{\delta\beta}, F_{\delta\mu}]^T$ 和 $M_\delta = [l_\delta, m_\delta, n_\delta]^T$ 是仅由舵产生的气动控制力和力矩; B_δ 是等效的控制力效率矩阵; $J^{-1} = \text{diag}\{1/J_y, 1/J_z, 1/J_x\}$; $f_s(\Theta) = [f_\alpha, f_\beta, f_\mu]^T$ 是关于姿态角的向量函数; g_s 是慢回路的系统状态矩阵; $f_f(\omega) = [f_q, f_r, f_p]^T$ 是关于姿态角速率的向量函数。由前文推导的非线性运动方程 (暂不考虑其中外加的干扰力和力矩影响), 可得各向量函数的具体表达式如下:

$$\begin{cases} f_\alpha = \frac{-C_{L\alpha}\bar{q}S + m_0g \cos \gamma \cos \mu}{m_0V \cos \beta} \\ f_\beta = \frac{C_{Y\beta}\bar{q}S + m_0g \cos \gamma \sin \mu}{m_0V} \\ f_\mu = \frac{C_{Y\beta}\bar{q}S \cos \mu + C_{L\alpha}\bar{q}S \sin \mu}{m_0V} \tan \gamma + \frac{C_{L\alpha}\bar{q}S - m_0g \cos \gamma \cos \mu}{m_0V} \tan \beta \end{cases} \quad (2.38)$$

$$\begin{cases} f_q = \frac{(J_z - J_x)pr}{J_y} + \frac{\bar{q}cS(C_{m\alpha} + C_{mq}qc/(2V)) + x_{cg}\bar{q}S(C_{D\alpha} \sin \alpha + C_{L\alpha} \cos \alpha)}{J_y} \\ f_r = \frac{(J_x - J_y)pq}{J_z} + \frac{\bar{q}bS(C_{n\beta}\beta + C_{np}pb/(2V) + C_{nr}rb/(2V)) - x_{cg}\bar{q}SC_{Y\beta}}{J_z} \\ f_p = \frac{(J_y - J_z)qr}{J_x} + \frac{\bar{q}bS(C_{l\beta}\beta + C_{lp}pb/(2V) + C_{lr}rb/(2V))}{J_x} \end{cases} \quad (2.39)$$

$$B_\delta = \frac{1}{m_0V} \begin{bmatrix} 1/\cos \beta & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; g_s = \begin{bmatrix} 1 & -\sin \alpha \tan \beta & -\cos \alpha \tan \beta \\ 0 & -\cos \alpha & \sin \alpha \\ 0 & \sin \alpha \sec \beta & \cos \alpha \sec \beta \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

实际系统中是以舵偏大小作为控制量, 若记实际控制向量为 $U = [\delta_e, \delta_a, \delta_r]^T$, 则式(2.37)可改写为以实际舵偏为控制量的仿射非线性模型:

$$\begin{aligned} \dot{\Theta} &= B_\delta g_{s\delta} U + B_\delta F_{\delta 0} + f_s(\Theta) + g_s \omega \\ \dot{\omega} &= J^{-1} g_{f\delta} U + J^{-1} M_{\delta 0} + f_f(\omega) \end{aligned} \quad (2.41)$$

式中, $g_{s\delta}$ 和 $g_{f\delta}$ 分别是舵偏大小对姿态角和姿态角速率的控制效率矩阵, 其具体形式如下:

$$g_{s\delta} = \bar{q}S \begin{bmatrix} g_{\alpha\delta_e} & g_{\alpha\delta_a} & g_{\alpha\delta_r} \\ g_{\beta\delta_e} & g_{\beta\delta_a} & g_{\beta\delta_r} \\ g_{\mu\delta_e} & g_{\mu\delta_a} & g_{\mu\delta_r} \end{bmatrix}; g_{f\delta} = \bar{q}S \begin{bmatrix} g_{q\delta_e} & g_{q\delta_a} & g_{q\delta_r} \\ g_{r\delta_e} & g_{r\delta_a} & g_{r\delta_r} \\ g_{p\delta_e} & g_{p\delta_a} & g_{p\delta_r} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\begin{aligned}
 g_{\alpha\delta_e} &= -C_{L\delta_e}^{\delta_e}; & g_{\beta\delta_e} &= C_{Y\delta_e}^{\delta_e}; & g_{\mu\delta_e} &= C_{Y\delta_e}^{\delta_e} \tan \gamma \cos \mu + C_{L\delta_e}^{\delta_e} (\tan \gamma \sin \mu + \tan \beta); \\
 g_{\alpha\delta_a} &= -C_{L\delta_a}^{\delta_a}; & g_{\beta\delta_a} &= C_{Y\delta_a}^{\delta_a}; & g_{\mu\delta_a} &= C_{Y\delta_a}^{\delta_a} \tan \gamma \cos \mu + C_{L\delta_a}^{\delta_a} (\tan \gamma \sin \mu + \tan \beta); \\
 g_{\alpha\delta_r} &= 0; & g_{\beta\delta_r} &= C_{Y\delta_r}^{\delta_r}; & g_{\mu\delta_r} &= C_{Y\delta_r}^{\delta_r} \tan \gamma \cos \mu; \\
 g_{q\delta_e} &= cC_{m\delta_e}^{\delta_e} + x_{cg} (C_{D\delta_e}^{\delta_e} \sin \alpha + C_{L\delta_e}^{\delta_e} \cos \alpha); & g_{r\delta_e} &= bC_{n\delta_e}^{\delta_e} - x_{cg} C_{Y\delta_e}^{\delta_e}; & g_{p\delta_e} &= bC_{l\delta_e}^{\delta_e}; \\
 g_{q\delta_a} &= cC_{m\delta_a}^{\delta_a} + x_{cg} (C_{D\delta_a}^{\delta_a} \sin \alpha + C_{L\delta_a}^{\delta_a} \cos \alpha); & g_{r\delta_a} &= bC_{n\delta_a}^{\delta_a} - x_{cg} C_{Y\delta_a}^{\delta_a}; & g_{p\delta_a} &= bC_{l\delta_a}^{\delta_a}; \\
 g_{q\delta_r} &= cC_{m\delta_r}^{\delta_r} + x_{cg} C_{D\delta_r}^{\delta_r} \sin \alpha; & g_{r\delta_r} &= bC_{n\delta_r}^{\delta_r} - x_{cg} C_{Y\delta_r}^{\delta_r}; & g_{p\delta_r} &= bC_{l\delta_r}^{\delta_r}
 \end{aligned} \tag{2.43}$$

其中, $C_{*\delta}^{\delta}$ 为某个气动系数对相应舵偏的偏导。

通过计算上面中的各个系数矩阵,发现其中 $B_\delta \mathbf{g}_{s\delta}, B_\delta F_{\delta 0}, \mathbf{f}_s(\Theta)$ 等系数均很小,可以适当忽略,从而进一步将式(2.41)简化为:

$$\begin{aligned}
 \dot{\Theta} &= \mathbf{g}_s \omega + \Delta_s \\
 \dot{\omega} &= \mathbf{g}_f U + \mathbf{f}_f(\omega) + \Delta_f
 \end{aligned} \tag{2.44}$$

其中, $\mathbf{g}_f = J^{-1} \mathbf{g}_{f\delta}$; Δ_s 是由于忽略式中小系数项带来的偏差总和; $\Delta_f = J^{-1} M_{\delta 0} + \mathbf{D}$, \mathbf{D} 为未知的干扰与不确定的总和。

2.4.2 小偏差线性化模型

若所研究的非线性系统在某个稳定的工作点附近的运动状态与该点状态偏差较小,则此时的非线性系统可以充分精确地用一个线性系统近似。在飞行控制研究中,常假设飞行器实际飞行状态和理论的标称飞行状态之间的偏差较小,从而合理选取飞行轨迹上稳定的飞行状态点(特征点),利用小偏差线性化的方法获得该特征点处的线性模型,进而从线性控制系统的角度研究其姿态控制问题。

进行线性化之前,先明确一些合理的简化条件:(1)不考虑 $\Delta m_0, \Delta J$ 等结构参数的偏量和大气密度 $\Delta \rho$ 等环境参数的偏量;(2)研究姿态运动时,不考虑慢回路(飞行轨迹相关)的状态偏量 $\Delta V, \Delta \gamma, \Delta \chi$ 等,并且由于飞行速度很大,认为 $1/V$ 和其相关项为微小量;(3)按照建模的基本假设,认为飞行器做无侧滑飞行,即偏航通道的飞行状态参数 β, r, \dot{r} 均为微小量;(4)对于所有微小偏差量的计算,其正弦值取其自身,余弦值取 1,且忽略各微量的高次项和相互之间的乘积项。

此外,为了研究的方便,定义三通道控制的虚拟控制量(等效舵偏)为 $\bar{U} = [\delta_\alpha, \delta_\beta, \delta_\phi]^T$,从而使用等效舵偏进行控制器的设计。由 GHV 模型的结构可知,飞行器的三个可操控舵面中,方向舵 δ_r 控制偏航运动,左舵 δ_e 和右舵 δ_a 同向偏转控制俯仰运动,反向偏转控制滚转运动。若理想地认为实际舵偏转化为等效舵偏

的转换矩阵为 Λ ，则实际舵偏到等效舵偏的合成关系、等效舵偏分配到实际舵偏的分配关系分别为：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \delta_\alpha \\ \delta_\beta \\ \delta_\phi \end{bmatrix} &= \Lambda \begin{bmatrix} \delta_e \\ \delta_a \\ \delta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/2 & -1/2 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 1/2 & -1/2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_e \\ \delta_a \\ \delta_r \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \delta_e \\ \delta_a \\ \delta_r \end{bmatrix} &= \Lambda^{-1} \begin{bmatrix} \delta_\alpha \\ \delta_\beta \\ \delta_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_\alpha \\ \delta_\beta \\ \delta_\phi \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.45)$$

基于这些假设条件和舵偏的等效模型，对 GHV 的姿态运动方程进行线性化，最终得到其线性方程组状态空间的形式如下：

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\alpha} \\ \Delta \dot{q} \\ \Delta \dot{\beta} \\ \Delta \dot{r} \\ \Delta \dot{\mu} \\ \Delta \dot{p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1^p & c_2^p & c_4^p & c_5^p & c_7^p & c_8^p \\ b_2^p & b_1^p & b_5^p & b_4^p & b_8^p & b_7^p \\ c_4^y & c_5^y & c_1^y & c_2^y & c_7^y & c_8^y \\ b_5^y & b_4^y & b_2^y & b_1^y & b_8^y & b_7^y \\ c_4^r & c_5^r & c_7^r & c_8^r & c_1^r & c_2^r \\ b_5^r & b_4^r & b_8^r & b_7^r & b_2^r & b_1^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \alpha \\ \Delta q \\ \Delta \beta \\ \Delta r \\ \Delta \mu \\ \Delta p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_3^p & c_6^p & c_9^p \\ b_3^p & b_6^p & b_9^p \\ c_6^y & c_3^y & c_9^y \\ b_6^y & b_3^y & b_9^y \\ c_6^r & c_9^r & c_3^r \\ b_6^r & b_9^r & b_3^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta_\alpha \\ \Delta \delta_\beta \\ \Delta \delta_\phi \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

上式的系数矩阵中的各个小偏差系数分别由下面各式计算得到：

$$\begin{aligned} c_1^p &= \frac{-\bar{q}S}{m_0V} C_L^\alpha, \quad c_2^p = 1, \quad c_3^p = \frac{\bar{q}S(C_{L\delta e}^{\delta_e} + C_{L\delta a}^{\delta_a})}{m_0V}, \quad c_4^p = p \cos \alpha, \\ c_7^p &= \frac{-g \cos \gamma \sin \mu}{V}, \quad c_5^p = c_6^p = c_8^p = 0, \quad c_9^p = \frac{\bar{q}S(C_{L\delta a}^{\delta_a} - C_{L\delta e}^{\delta_e})}{m_0V}; \\ c_1^y &= \frac{\bar{q}S}{m_0V} C_{Y\beta}, \quad c_2^y = -\cos \alpha, \quad c_3^y = -\frac{\bar{q}S C_{Y\delta r}^{\delta_r}}{m_0V}, \quad c_5^y = 0, \quad c_4^y = p \cos \alpha + \frac{\bar{q}S}{m_0V} C_Y^\alpha, \\ c_6^y &= -\frac{\bar{q}S(C_{Y\delta a}^{\delta_a} + C_{Y\delta e}^{\delta_e})}{m_0V}, \quad c_7^y = \frac{g \cos \gamma \cos \mu}{V}, \quad c_8^y = \sin \alpha, \quad c_9^y = \frac{\bar{q}S(C_{Y\delta e}^{\delta_e} - C_{Y\delta a}^{\delta_a})}{m_0V}; \\ c_1^r &= -\frac{\bar{q}S}{m_0V} \tan \gamma (C_Y \sin \mu + C_L \cos \mu), \quad c_2^r = \cos \alpha, \quad c_5^r = 0, \\ c_3^r &= \left(\frac{\bar{q}S(C_{Y\delta e}^{\delta_e} - C_{Y\delta a}^{\delta_a})}{m_0V} \cos \mu - \frac{\bar{q}S(C_{L\delta e}^{\delta_e} - C_{L\delta a}^{\delta_a})}{m_0V} \sin \mu \right) \tan \gamma, \quad c_7^r = -\frac{\bar{q}S C_L}{m_0V}, \\ c_4^r &= -p \sin \alpha + \frac{\bar{q}S}{m_0V} \tan \gamma (C_Y^\alpha \cos \mu - C_L^\alpha \sin \mu), \quad c_9^r = -\frac{\bar{q}S C_{Y\delta r}^{\delta_r}}{m_0V} \tan \gamma \cos \mu, \\ c_6^r &= \left(\frac{\bar{q}S(C_{L\delta e}^{\delta_e} + C_{L\delta a}^{\delta_a})}{m_0V} \sin \mu - \frac{\bar{q}S(C_{Y\delta e}^{\delta_e} + C_{Y\delta a}^{\delta_a})}{m_0V} \cos \mu \right) \tan \gamma, \quad c_8^r = \sin \alpha \end{aligned} \quad (2.47)$$

$$\begin{aligned}
 b_1^p &= \frac{c^2 \bar{q} S C_{mq}}{2 J_y V}, \quad b_4^p = \frac{J_z - J_x}{J_y} p, \quad b_6^p = -\frac{c \bar{q} S C_{m\delta r}^{\delta_r}}{J_y} - \frac{x_{cg} \bar{q} S C_{D\delta r}^{\delta_r} \sin \alpha}{J_y}, \\
 b_2^p &= \frac{c \bar{q} S}{J_y} C_m^\alpha + \frac{x_{cg} \bar{q} S}{J_y} \left((C_L^\alpha + C_D) \cos \alpha + (C_D^\alpha - C_L) \sin \alpha \right), \quad b_5^p = b_7^p = b_8^p = 0, \\
 b_3^p &= -\frac{c \bar{q} S (C_{m\delta e}^{\delta_e} + C_{m\delta a}^{\delta_a})}{J_y} - \frac{x_{cg} \bar{q} S \left((C_{D\delta e}^{\delta_e} + C_{D\delta a}^{\delta_a}) \sin \alpha + (C_{L\delta e}^{\delta_e} + C_{L\delta a}^{\delta_a}) \cos \alpha \right)}{J_y}, \\
 b_9^p &= \frac{c \bar{q} S (C_{m\delta e}^{\delta_e} - C_{m\delta a}^{\delta_a})}{J_y} + \frac{x_{cg} \bar{q} S \left((C_{D\delta e}^{\delta_e} - C_{D\delta a}^{\delta_a}) \sin \alpha + (C_{L\delta e}^{\delta_e} - C_{L\delta a}^{\delta_a}) \cos \alpha \right)}{J_y}; \\
 b_1^y &= \frac{b^2 \bar{q} S C_{nr}}{2 J_z V}, \quad b_2^y = \frac{b \bar{q} S C_{n\beta}}{J_z}, \quad b_3^y = \frac{x_{cg} \bar{q} S C_{Y\delta r}^{\delta_r}}{J_z} - \frac{b \bar{q} S C_{n\delta r}^{\delta_r}}{J_z}, \quad b_4^y = \frac{J_x - J_y}{J_z} p, \\
 b_5^y &= \frac{b \bar{q} S C_n^\alpha}{J_z} - \frac{x_{cg} \bar{q} S C_Y^\alpha}{J_z}, \quad b_6^y = -\frac{b \bar{q} S (C_{n\delta a}^{\delta_a} + C_{n\delta e}^{\delta_e})}{J_z} + \frac{x_{cg} \bar{q} S (C_{Y\delta a}^{\delta_a} + C_{Y\delta e}^{\delta_e})}{J_z}, \\
 b_7^y &= \frac{J_x - J_y}{J_z} q + \frac{b^2 \bar{q} S C_{np}}{2 J_z V}, \quad b_8^y = 0, \quad b_9^y = \frac{b \bar{q} S (C_{n\delta e}^{\delta_e} - C_{n\delta a}^{\delta_a})}{J_z} + \frac{x_{cg} \bar{q} S (C_{Y\delta a}^{\delta_a} - C_{Y\delta e}^{\delta_e})}{J_z}; \\
 b_1^r &= \frac{b^2 \bar{q} S C_{lp}}{2 J_x V}, \quad b_2^r = 0, \quad b_3^r = \frac{b \bar{q} S (C_{l\delta e}^{\delta_e} - C_{l\delta a}^{\delta_a})}{J_x}, \quad b_4^r = \frac{J_y - J_z}{J_x} r, \quad b_5^r = \frac{b \bar{q} S C_l^\alpha}{J_x}, \\
 b_6^r &= -\frac{b \bar{q} S (C_{l\delta e}^{\delta_e} + C_{l\delta a}^{\delta_a})}{J_x}, \quad b_7^r = \frac{J_y - J_z}{J_x} q + \frac{b^2 \bar{q} S C_{lr}}{2 J_x V}, \quad b_8^r = \frac{b \bar{q} S C_{l\beta}}{J_x}, \quad b_9^r = -\frac{b \bar{q} S C_{l\delta r}^{\delta_r}}{J_x}
 \end{aligned} \tag{2.48}$$

其中, C_*^α 为某个气动系数对攻角的偏导, $C_{*\delta_*}^{\delta_*}$ 为某个气动系数对相应舵偏的偏导。

2.5 仿真平台与模型分析

基于飞行器的结构参数以及所建立的飞行器的运动模型, 在 matlab 仿真环境下搭建飞行仿真平台, 非线性飞行系统仿真平台的结构图如图 2.7 所示。仿真平台包含非线性运动和线性运动两种模型, 其中线性模型是在特征点配平状态下经过小偏差线性化处理得到的。仿真过程应用非线性运动模型进行非线性飞行仿真, 而线性模型则主要用于控制系统的分析或选择性地通过线性控制方案设计控制器。

飞行器再入段的结构参数在前文表 2.1 中给出, 再入段仿真过程初始飞行状态参数按照表 2.3 所示数据进行设置。后续各章节中的对所设计控制方法的仿真分析均是基于该通用高速飞行器飞行仿真平台开展。

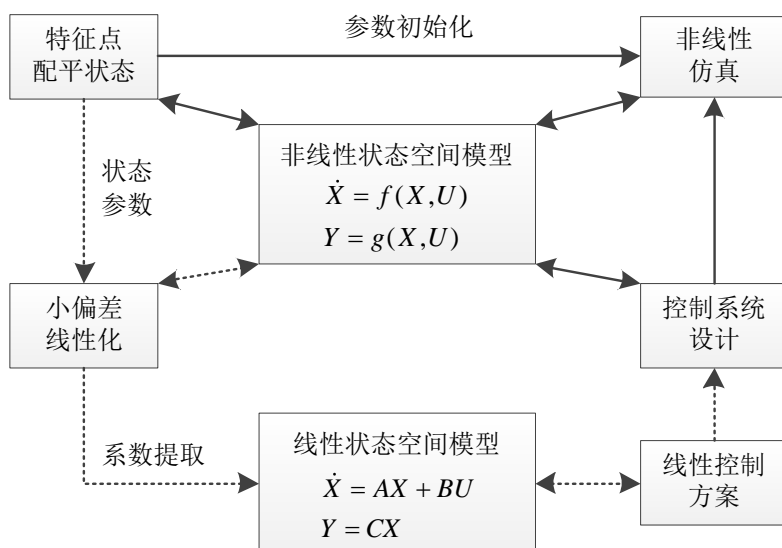


图 2.7 非线性仿真平台系统结构图

表 2.3 飞行器再入段的初始飞行状态表

类别	参数	初始大小	单位
控制量	舵偏角 $\delta_{e0} = \delta_{a0} = \delta_{r0}$	0	deg
快回路	角速率 $q_0 = r_0 = p_0$	0	deg/s
慢回路	攻角 α_0	0	deg
	侧滑角 β_0	0	deg
	倾侧角 μ_0	0	deg
	航迹倾角 γ_0	0	deg
	航迹偏角 χ_0	0	deg
特慢回路	飞行高度 h_0	33000	m
	飞行速度 V_0 (马赫数 M_0)	4590 (15.09)	m/s (Ma)
	仿真的初始位置 (x_0, y_0)	(0,0)	m

2.5.1 非线性模型开环特性分析

为了分析系统的开环特性，在对系统不施加任何控制干预的情况下（各操纵舵偏始终为初始角度），利用前文所建立的六自由度非线性运动模型进行仿真，得到飞行过程中飞行器的位置、速度、航迹角、姿态角以及姿态角速率的变化曲线分别如图 2.8 至图 2.10 所示。

由开环飞行过程中各状态量的变化情况可知，未施加控制的飞行器本身是静不稳定的，尤其是俯仰方向的运动，其零输入响应的状态发散最快；此外，从图中也可以看出，各通道的状态量之间表现出较强的非线性、时变性和耦合性，这对控制系统的设计提出较高的要求。

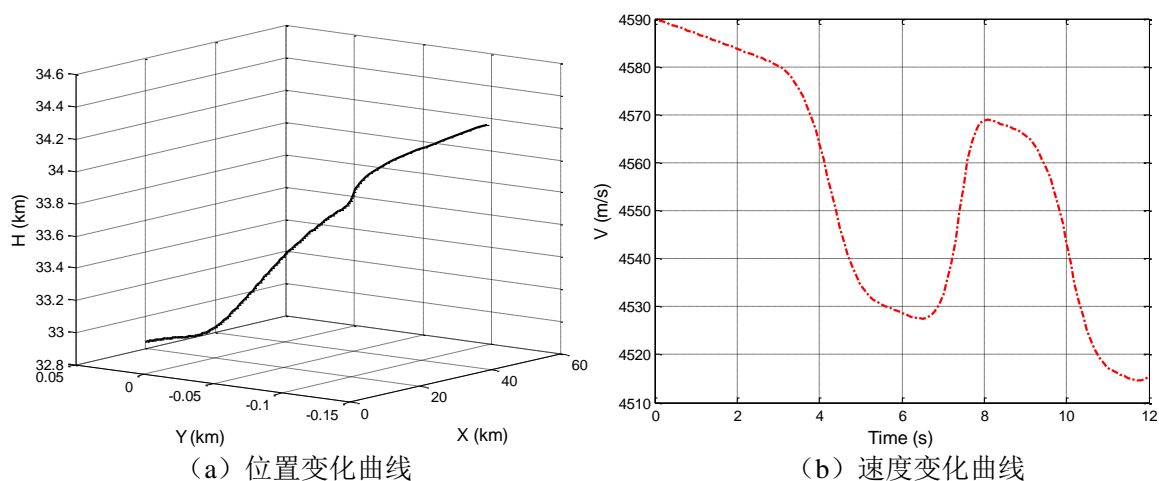


图 2.8 开环飞行过程中的位置和速度的变化曲线

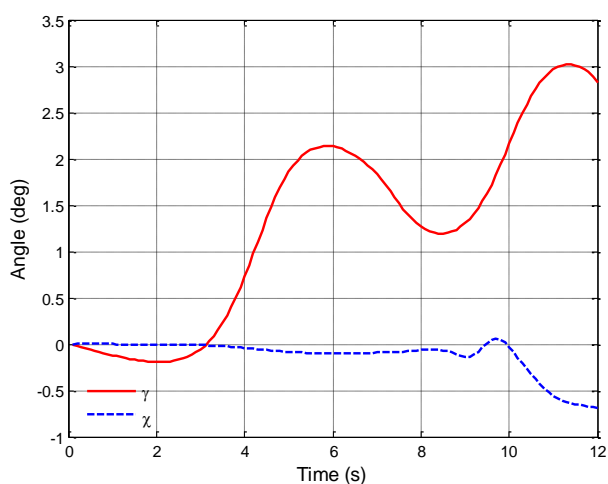


图 2.9 开环飞行过程中的航迹角变化曲线

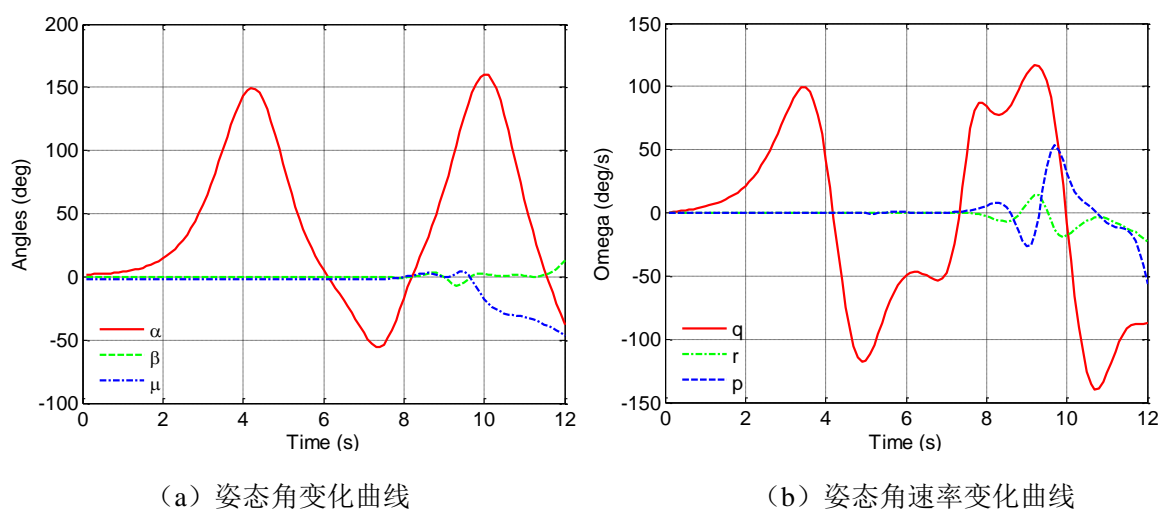


图 2.10 开环飞行过程中的姿态角和姿态角速率变化曲线

2.5.2 方案飞行控制策略

在实际应用中,飞行器往往要依据自身特性和相关战术指标来制定飞行方案,使某些飞行运动参数按照一定的规律变化,从而达到飞行任务要求。因此,基于方案飞行控制策略^[75],设计如图 2.11 所示的再入飞行姿态角控制指令。通过求解飞行器三自由度制导运动方程式(2.26)和式(2.34),得到按照该姿态角指令飞行的标称轨迹(方案轨迹)如图 2.12 所示。从图中可以看出,在 100 秒内飞行器的纵向高度从 33km 下降到 22km 左右,侧向位置运动 1km 左右。后续的任务就是要设计合适的控制器跟踪该组姿态角指令序列,并实现较好的综合控制性能。

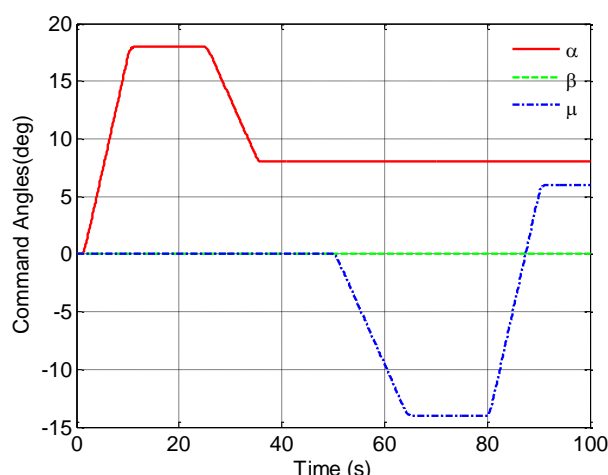


图 2.11 再入飞行姿态角控制指令

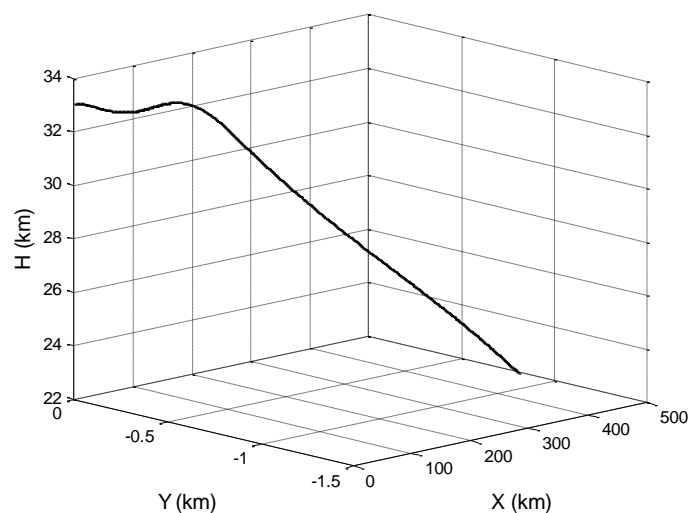


图 2.12 再入飞行段的标称飞行轨迹

2.5.3 不确定性分析

为了研究的方便,前文的建模过程是基于一定的假设条件的,其中忽略了一些因素的影响,导致所得模型与实际有一定的偏差,因此有必要分析被忽略的因

素，建立具有不确定偏差的模型，从而可以设计具有更强鲁棒性的控制器。本文所考虑的不确定因素主要分为以下三点：

(1) 质量不确定性：虽然飞行器再入飞行阶段没有推力，不消耗燃料，但实际的飞行再入质量和理论值不可避免地存在偏差 Δm_0 ，而质量的不确定性将导致转动惯量矩阵的偏差 ΔJ 。

(2) 动压不确定性：由于飞行高度处的实际温度、空气密度等参数与经验计算值之间存在偏差，使得飞行过程中的实际动压存在偏差 $\Delta \bar{q}$ 。

(3) 气动系数不确定性：一方面，前文所述的气动模型中，各个气动系数是通过曲线拟合得到解析函数式计算得到的，这和实际的气动系数必然存在偏差，另一方面，大气环境变化、飞行器的结构弹性特性以及风干扰等因素，都将对气动系数产生影响，因此必须考虑气动系数偏差 $\Delta C_D, \Delta C_Y, \Delta C_L, \Delta C_l, \Delta C_m, \Delta C_n$ 。

综上，采用乘性摄动影响因子来描述这些不确定参量，可将其写为：

$$\begin{cases} m_0 = (1 + \Delta m_0)m_0; & J = (1 + \Delta J)J \\ \bar{q} = (1 + \Delta \bar{q})\bar{q} \\ C_D = (1 + \Delta C_D)C_D; & C_Y = (1 + \Delta C_Y)C_Y; & C_L = (1 + \Delta C_L)C_L \\ C_l = (1 + \Delta C_l)C_l; & C_m = (1 + \Delta C_m)C_m; & C_n = (1 + \Delta C_n)C_n \end{cases} \quad (2.49)$$

2.6 本章小结

本章中主要解决了研究对象的建模与分析问题，给出了建模过程的理论推导和分析结果。首先，介绍了所选取的 GHV 飞行器模型的具体结构和主要参数；其次，详细描述了建模过程所需的坐标系的定义和一些基本的假设条件；然后，结合飞行器的气动模型，利用飞行力学相关理论，准确地推导了 GHV 的全状态六自由度非线性运动模型，并按照控制器设计的需求，对所得运动方程进行处理，推导出 GHV 的仿射非线性模型和小偏差线性化模型；进而，基于这些运动模型在 matlab 仿真环境下搭建了数值仿真平台，对 GHV 的开环飞行特性进行了仿真分析；最后，分析了建模过程的不确定性因素，得到带有不确定偏差的运动模型。本章的工作为后续控制方法的设计研究奠定了基础。

3 基于在线性能评估的增益自适应控制

3.1 引言

飞行器的姿态跟踪控制的目的一方面是使系统稳定，另一方面又希望尽量快地跟踪姿态角指令，并达到尽量小的跟踪误差。但系统的稳定性和动态性能通常难以同时提高，为了实现较好的综合控制性能，往往需要采取折中的方案，牺牲部分稳态性能以提升动态性能。在本章中将引入“可接受不失稳状态”这一概念，用以表征对系统稳定性和跟踪性的权衡，并认为当系统处于可接受不失稳状态时，系统的综合控制性能较好。进而基于这一理念设计了基于在线性能评估的增益自适应控制系统，系统的结构框图如图 3.1 所示。

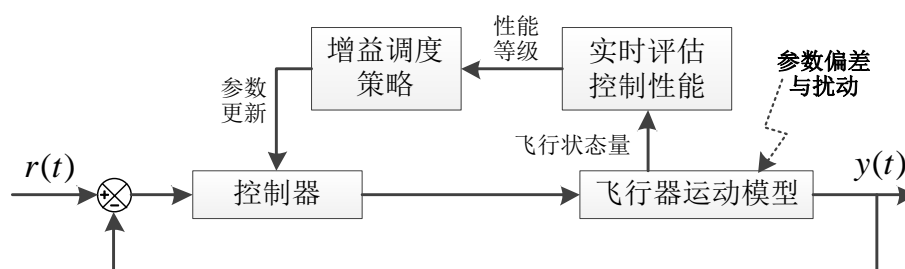


图 3.1 基于在线性能评估的增益调度控制系统结构框图

为了识别出系统运行过程中是否处于可接受不失稳的状态，需要对系统的综合控制性能进行实时的评估。在第一章绪论中已经分析过，针对飞行器控制性能的在线评估依然是一个待解决的问题，而基于系统运行的状态数据进行性能评估的方式是一个值得探索的方向。为此，从定性评估的角度，将系统的综合控制性能划分为不同的性能等级，进而设计基于神经网络的控制性能评估方法达到在线评估控制性能等级的目的。

基于神经网络在线性能评估的增益自适应控制的主要思路如下：首先，设计基于线性校正网络控制的多级控制器，得到具有不同控制性能的姿态跟踪控制系统；然后通过大量的飞行仿真实验建立飞行状态量和相应控制性能等级的数据集，以此训练神经网络；最后，利用训练好的神经网络对系统的实时控制性能等级进行在线的评估，进而按照所设计的增益调度策略自适应地调整控制器增益，使处于不同飞行状态下的系统均能够调整并维持在可接受不失稳状态附近，从而使系统保持较好的综合控制性能。

3.2 基本控制器设计与分析

3.2.1 线性校正网络控制

基于第 2.5 小节所设计的标称飞行轨迹, 计算系统线性模型的小偏差线性化系数, 发现部分系数为零或近似为零, 从而, 将状态方程式(2.46)简化为:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\alpha} \\ \Delta \dot{q} \\ \Delta \dot{\beta} \\ \Delta \dot{r} \\ \Delta \dot{\mu} \\ \Delta \dot{p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1^p & c_2^p & 0 & 0 & c_7^p & 0 \\ b_2^p & b_1^p & 0 & b_4^p & 0 & 0 \\ c_4^y & 0 & c_1^y & c_2^y & c_7^y & c_8^y \\ b_5^y & b_4^y & b_2^y & b_1^y & 0 & b_7^y \\ c_4^r & 0 & c_7^r & c_8^r & c_1^r & c_2^r \\ 0 & 0 & b_8^r & b_7^r & 0 & b_1^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \alpha \\ \Delta q \\ \Delta \beta \\ \Delta r \\ \Delta \mu \\ \Delta p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_3^p & 0 & 0 \\ b_3^p & 0 & 0 \\ 0 & c_3^y & 0 \\ 0 & b_3^y & b_9^y \\ c_6^r & c_9^r & 0 \\ 0 & b_9^r & b_3^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta_\alpha \\ \Delta \delta_\beta \\ \Delta \delta_\phi \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

从简化后的状态方程可知系统各个通道的运动之间存在复杂的耦合关系, 考虑到飞行器使用 BTT 控制方案, 偏航通道的状态量 $\Delta \beta, \Delta r$ 可视为小量, 故偏航运动对滚动运动和俯仰运动的影响可以忽略, 即上式中的系数 $b_4^p, c_7^r, c_8^r, c_9^r, b_7^r, b_8^r, b_9^r$ 可视为 0; 而 BTT 控制方案中, 通过一定角度的倾侧角实现飞行器的侧向运动, 这使得滚动通道会有较大的 $\Delta \mu, \Delta p$, 因此滚动运动对俯仰运动和偏航运动的影响不能忽略; 此外, 俯仰运动对偏航运动和滚转运动也有一定的影响。

通过上述分析可知, 飞行器的三个通道的运动之间可以适当简化, 但依然存在部分交叉影响。为了能够对各个通道的运动单独进行设计, 将这些交联项作为系统的内部干扰暂不做考虑, 从而可推导各通道独立的状态方程及相应的传递函数。

对于俯仰通道, 取状态变量 $X_p = [\Delta \alpha, \Delta q]^T$, 控制变量 $U_p = [\Delta \delta_\alpha]$, 以及输出 $Y_p = [\Delta \alpha, \Delta q]^T$, 去除式(3.1)中的耦合项, 得到的俯仰通道的状态空间表达式为:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\alpha} \\ \Delta \dot{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1^p & 1 \\ b_2^p & b_1^p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \alpha \\ \Delta q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_3^p \\ b_3^p \end{bmatrix} [\Delta \delta_\alpha] \quad (3.2)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \alpha \\ \Delta q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \alpha \\ \Delta q \end{bmatrix}$$

进而得到俯仰通道的控制传递函数为:

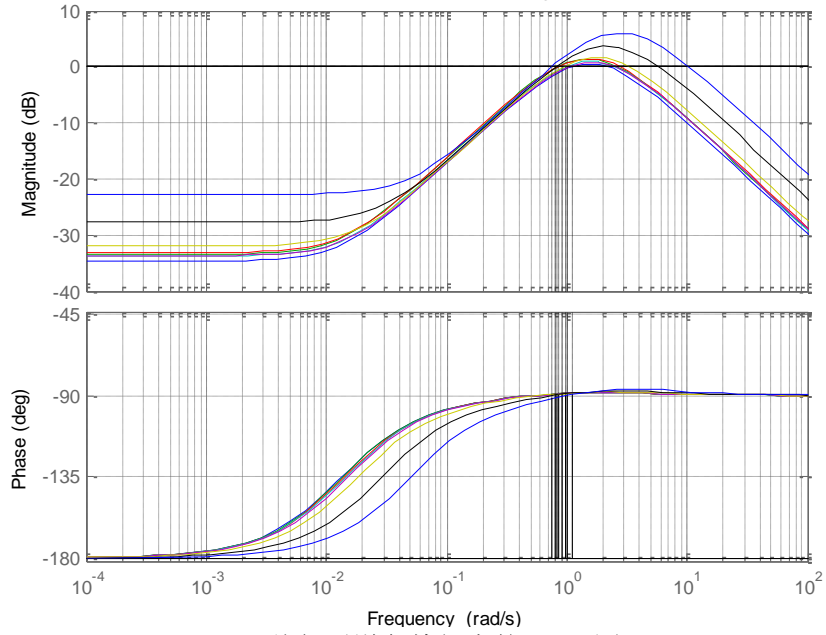
$$\frac{\alpha(s)}{\delta_\alpha(s)} = \frac{c_3^p s - b_1^p c_3^p + b_3^p}{s^2 - (c_1^p + b_1^p)s + c_1^p b_1^p - b_2^p}; \quad \frac{q(s)}{\delta_\alpha(s)} = \frac{b_3^p s - c_1^p b_3^p + b_2^p c_3^p}{s^2 - (c_1^p + b_1^p)s + c_1^p b_1^p - b_2^p} \quad (3.3)$$

同样的方法, 推导得到偏航通道和滚转通道的控制传递函数分别为:

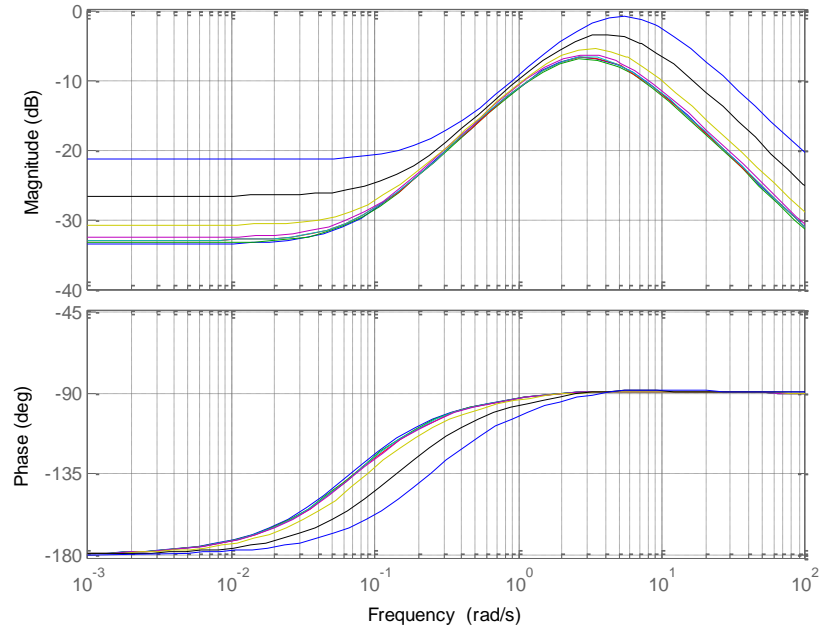
$$\frac{\beta(s)}{\delta_\beta(s)} = \frac{c_3^y s - b_1^y c_3^y + b_3^y c_2^y}{s^2 - (c_1^y + b_1^y)s + c_1^y b_1^y - c_2^y b_2^y}; \quad \frac{r(s)}{\delta_\beta(s)} = \frac{b_3^y s - c_1^y b_3^y + b_2^y c_3^y}{s^2 - (c_1^y + b_1^y)s + c_1^y b_1^y - c_2^y b_2^y} \quad (3.4)$$

$$\frac{\mu(s)}{\delta_\mu(s)} = \frac{b_3^r c_2^r}{s^2 - (c_1^r + b_1^r)s + c_1^r b_1^r}; \quad \frac{p(s)}{\delta_\mu(s)} = \frac{b_3^r s - c_1^r b_3^r}{s^2 - (c_1^r + b_1^r)s + c_1^r b_1^r} \quad (3.5)$$

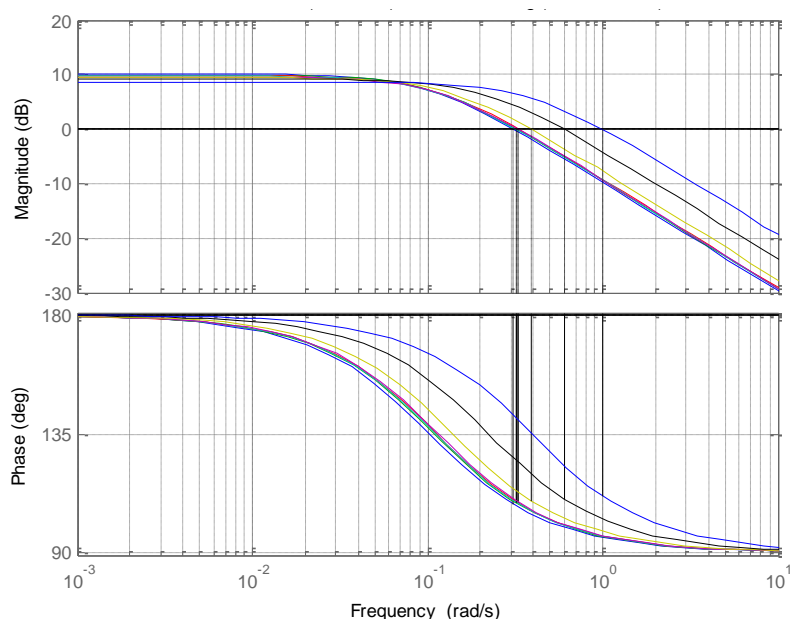
为了考察飞行器的本体开环频域特性，选取 $T_s = [1, 10, 20, 30, 45, 60, 80, 100]$ 这 8 个飞行时间对应的特征点，利用上面得到的各通道的控制传递函数，绘制各点的内环响应 Bode 图如图 3.2 的 a ~ c 所示。从图中可以看出，飞行器的本体开环呈现出复杂的非最小相位特性，各特征点的频域特性有明显差别，但大体具有相似性，且俯仰通道和偏航通道的频域特性相似，因此可以设计统一形式的校正网络加以校正。



(a) 俯仰通道各特征点的 Bode 图



(b) 偏航通道各特征点的 Bode 图



(c) 滚转通道各特征点的 Bode 图

图 3.2 系统三个控制通道的本体开环频域特性分析图

根据线性系统频域校正控制方法,设计双环校正控制器,控制结构框图如图 3.3 所示。图中 K_{out} 和 K_{in} 分别为内外环控制增益, $G_c(s)$ 为内环校正网络控制器。通过分析系统各控制通道的相角特性,考虑使用滞后相角的方式提高系统的相角裕度,因此选取式(3.6)所示的滞后校正网络。

$$G_c(s) = \frac{1+bTs}{1+Ts} \quad (0 < b < 1) \quad (3.6)$$

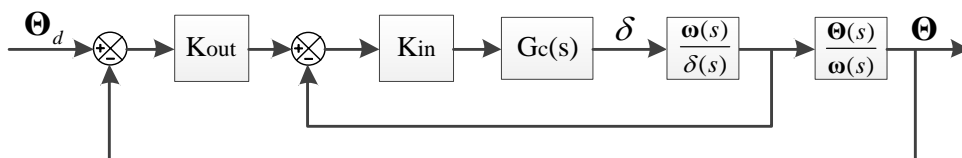
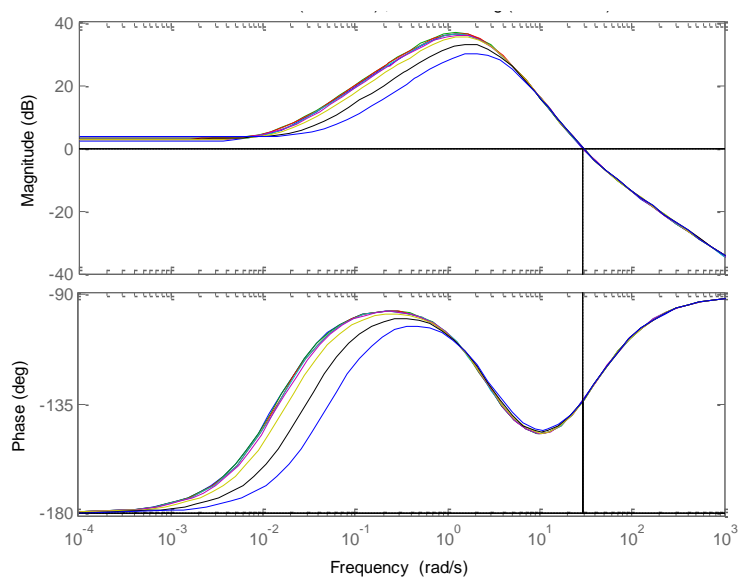
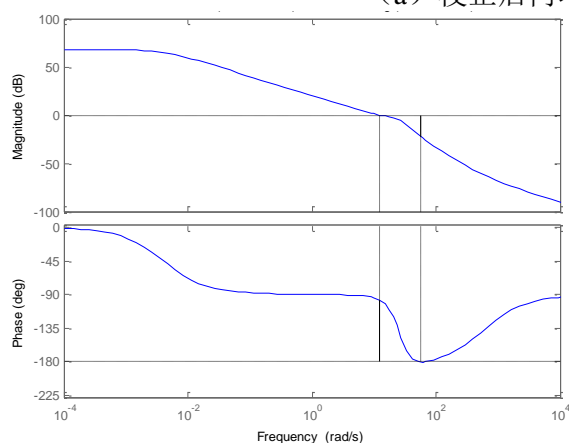


图 3.3 双环校正控制结构框图

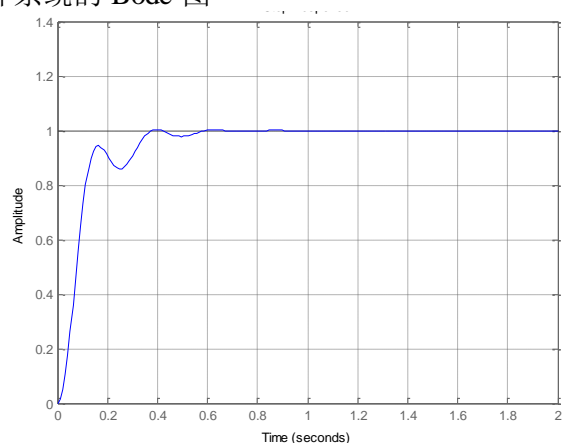
通过设计网络参数,使各特征点的最大滞后角频率位于合适的位置,然后调整内环增益,使内环系统具有良好的频域性能,进而通过选取合适的外环增益,使整个系统的频域性能满足设计指标。最终得到俯仰通道的校正结果如图 3.4 所示(偏航通道的校正结果与之类似),滚转通道的校正结果如图 3.5 所示。从图中可知,校正后的系统内环截止频率为 30rad/s 左右,相角裕度为 45 度,但低频段幅值增益较低;而外环系统的截止频率为 10rad/s。从整个系统的阶跃响应曲线可知,系统调节时间在 0.5 秒左右,几乎无稳态误差,系统的控制性能优良。校正后的偏航和滚转通道的指标基本与俯仰通道类似,不再赘述。



(a) 校正后内环系统的 Bode 图

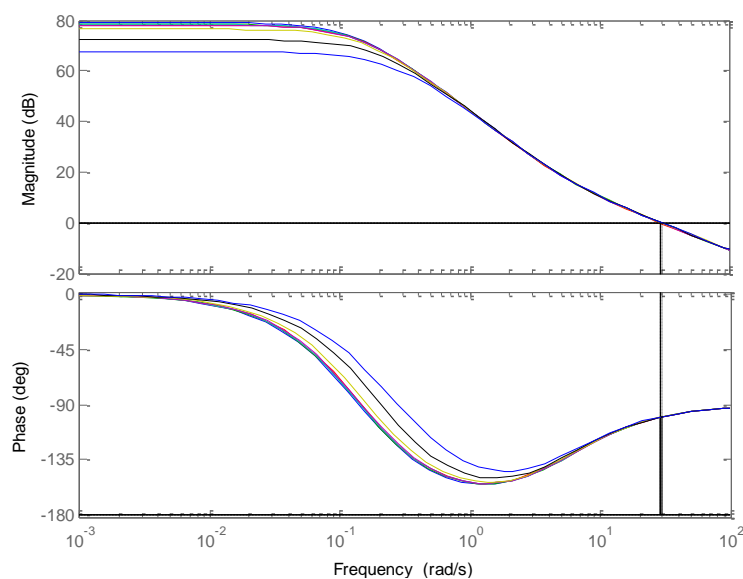


(b) 校正后外环系统的 Bode 图



(c) 校正后整个系统的阶跃响应

图 3.4 俯仰通道校正控制器的设计结果



(a) 校正后内环系统的 Bode 图

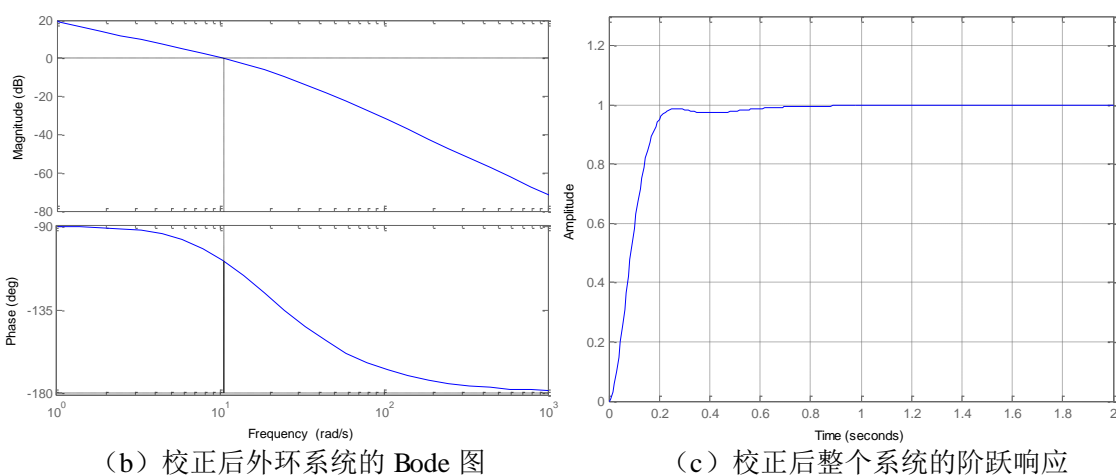
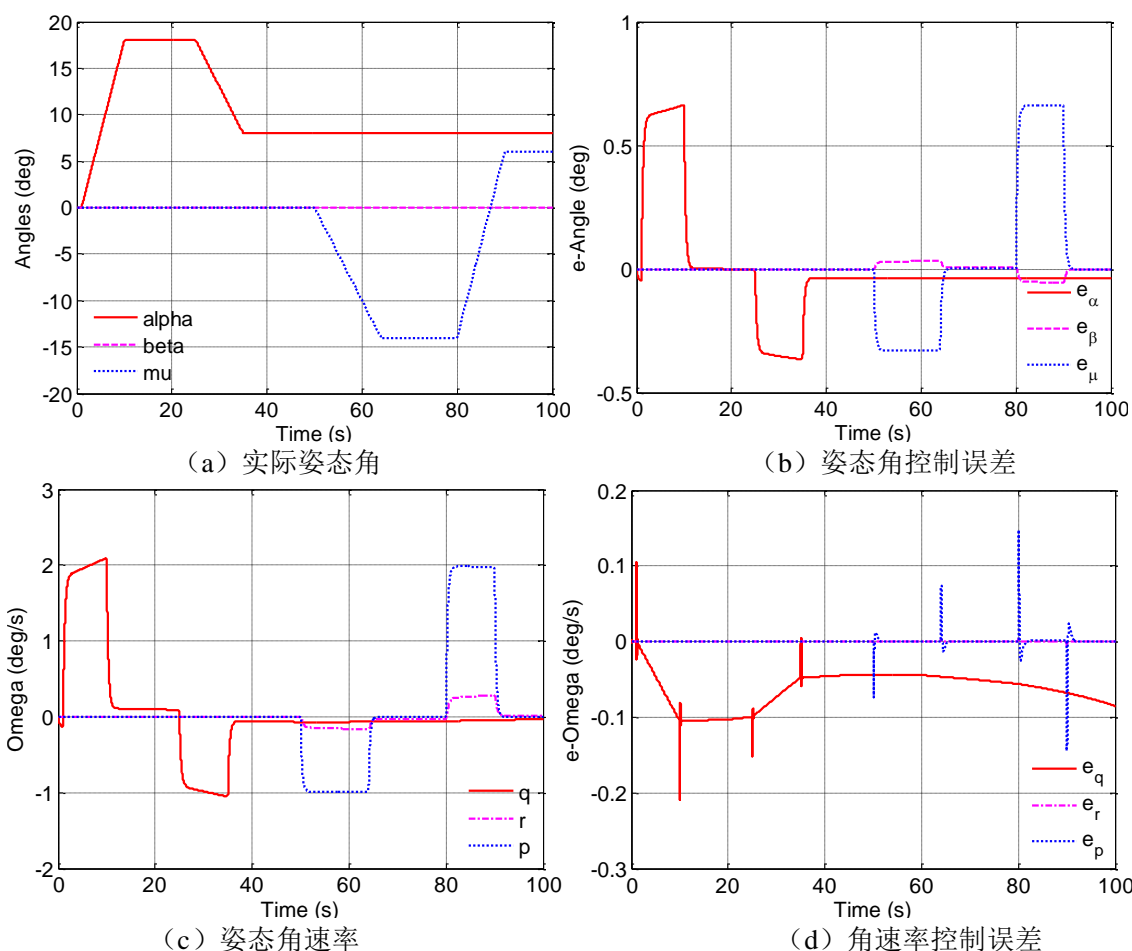


图 3.5 滚转通道校正控制器的设计结果

3.2.2 全弹道飞行仿真

按照上一小节的设计思路，分别为各个特征点设计合适的校正网络参数和内外环增益，并通过线性插值获取特征点外其他时间点的控制器参数。按照这种增益预置的方案进行飞行控制仿真，得到全弹道飞行情况如图 3.6 所示。



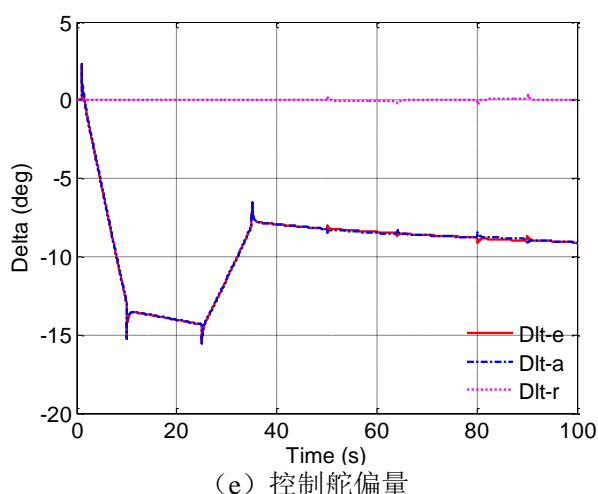


图 3.6 线性校正控制下全弹道飞行仿真中系统状态量的变化曲线

从上面各图中可以看出，系统在无扰动的情況下，使用当前控制器参数的系统三个通道均能稳定地跟踪控制指令，但对于给定的斜坡指令，系统存在一定的跟踪误差，且俯仰通道的姿态角速率控制误差稍大，使得攻角的控制存在稳态误差，表明当前系统的控制器参数还有改进的余地。

3.3 控制性能的定性分级

3.3.1 多级控制器

由图 3.3 所示的控制系统的结构可知，为了实现较好的姿态角跟踪控制性能，首先需要保证内环角速度控制系统具有较好的性能。为了增强内环系统对角速度指令的快速跟踪能力，内环系统应具有较高的截止频率，但过高的截止频率会使得系统对高频干扰敏感，因此综合考虑设定内环截止频率指标为 30rad/s 左右，此时对应的内环相角裕度在 55° 左右。通过调节各特征点的内环增益，使全弹道各点的内环控制性能基本一致，从而各特征点可以使用统一的外环增益进行控制，极大地减小了参数调节的难度。

在调整好各点内环控制参数的基础上，通过改变外环增益可以实现不同的跟踪控制性能。考察系统 1s 处的特征点，设置外环增益从 2 到 25 渐变递增，得到系统俯仰通道的外环频域性能的变化情况如图 3.7 所示（对于非最小相位系统，虽然不存在明确的裕度指标，但对于本课题中的飞行器模型，相角裕度和截止频率仍具有参考价值）。从图中可知，随着增益的渐增，系统的相角裕度逐渐变小，而截止频率逐渐变大。这表明系统的稳定性变差的同时对指令的跟踪能力变强。因此，通过设计不同大小的外环增益，可使系统具有不同的稳定与跟踪性能。

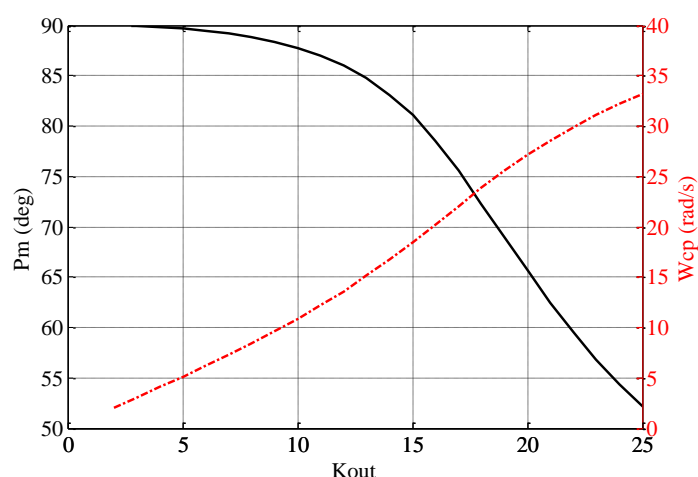


图 3.7 不同外环增益对应的系统频域性能的变化情况

按照上述设计思路,将飞行器姿态角跟踪系统的综合控制性能划分为5个等级,等级1到等级5对应的系统稳定性递减,而跟踪性能则渐增。每个等级对应的频域性能和外环增益参数如表 3.1 所示的。考察五个等级的控制器对应的姿态角阶跃响应情况如图 3.8 所示。从图中可以看出,等级越高的控制器对应的阶跃响应的响应速度越快,但系统也会出现震荡超调,表明稳定性有所降低。

表 3.1 综合控制性能等级划分表

性能等级	相角裕度(deg)	截止频率(rad/s)	外环增益
等级 1	>90	<5	3
等级 2	88-90	5-10	7
等级 3	84-88	10-16	11
等级 4	75-84	16-22	15
等级 5	<75	>22	19

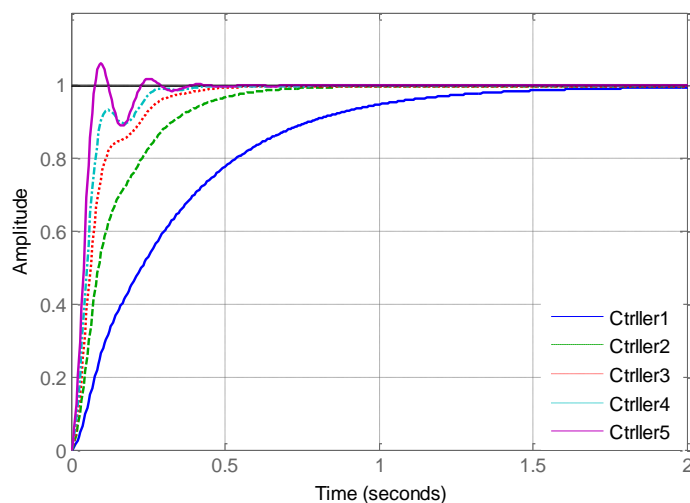


图 3.8 不同等级的控制器的姿态角阶跃响应情况

利用上表中的控制器参数，在无干扰的情况下对系统进行非线性六自由度飞行仿真，得到系统俯仰通道在不同等级控制器下的实际控制误差对比图如图 3.9 所示。从图中可以明显看出，等级高的控制器对应的系统的跟踪控制误差和稳态误差均更小，表明系统跟踪性能较好。

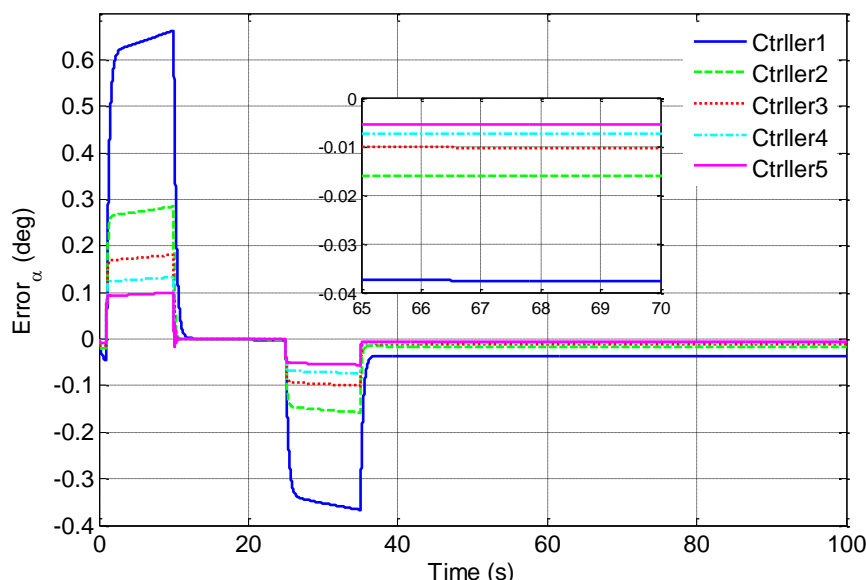


图 3.9 俯仰通道在不同等级控制器下的实际控制误差对比图

为了进一步考察不同等级控制器的对参数偏差的鲁棒性，对俯仰通道的控制模型参数 $\Delta m_0, \Delta J_y, \Delta \bar{q}, \Delta C_m$ 设置不同程度的极限拉偏。通过仿真，得到参数 5%、10% 和 20% 负向拉偏时 ($\Delta m_0 = \Delta J_y = \Delta \bar{q} = \Delta C_m = -5\%, -10\%, -20\%$)，不同等级控制器的俯仰角控制情况对比图分别如图 3.10 至图 3.12 所示。

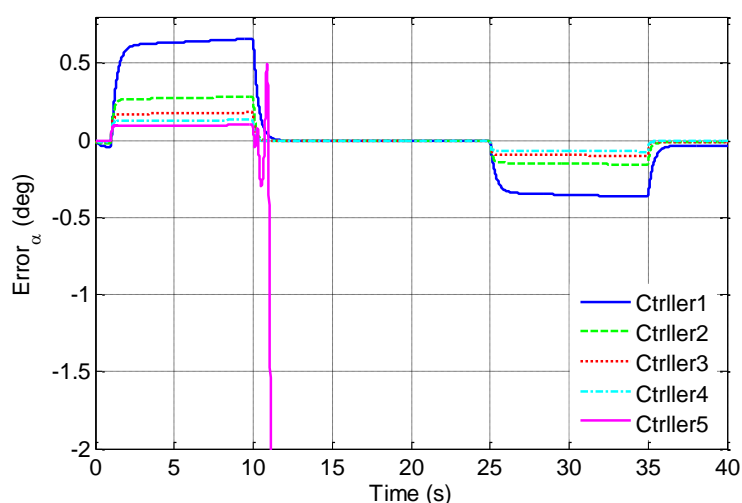


图 3.10 参数 5% 负向拉偏时不同等级控制器的控制情况对比

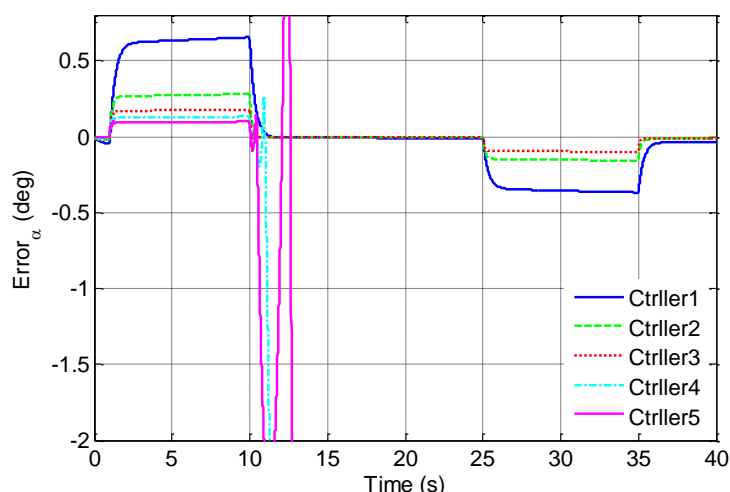


图 3.11 参数 10% 负向拉偏时不同等级控制器的控制情况对比

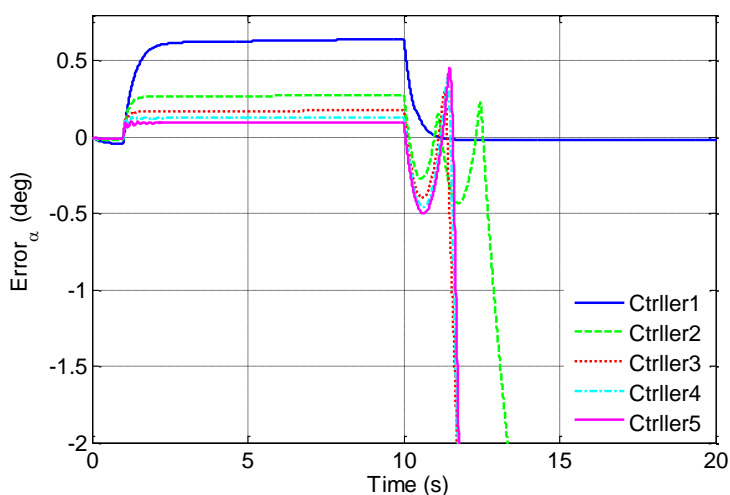


图 3.12 参数 20% 负向拉偏时不同等级控制器的控制情况对比

从以上各图可知，控制器等级为 5 的系统几乎不能够抵抗控制模型参数的偏差变化，在 5% 的拉偏情况下就会失稳；控制器等级为 4 的系统能够抵抗 5% 的参数偏差，但不能抵抗 10% 的偏差；控制器等级为 2 或 3 的系统则能够在 10% 的参数拉偏情况下维持稳定，但在 20% 的拉偏情况下会失稳；而控制器等级为 1 的系统则具有很强的鲁棒性，能够抵抗住 20% 的参数拉偏。

3.3.2 可接受不失稳状态

进一步考察不同等级控制器下的系统状态量的变化情况，选取三个不同的特征点：5s 点的控制指令为斜坡指令；10s 点的控制指令为近似阶跃指令；15s 点的控制指令为恒值指令。各特征点上等级 1、等级 3 和等级 5 的控制器姿态角控制误差、角速度控制误差、实际舵偏角等状态量的放大对比图分别如图 3.13、图 3.14 和图 3.15 所示。

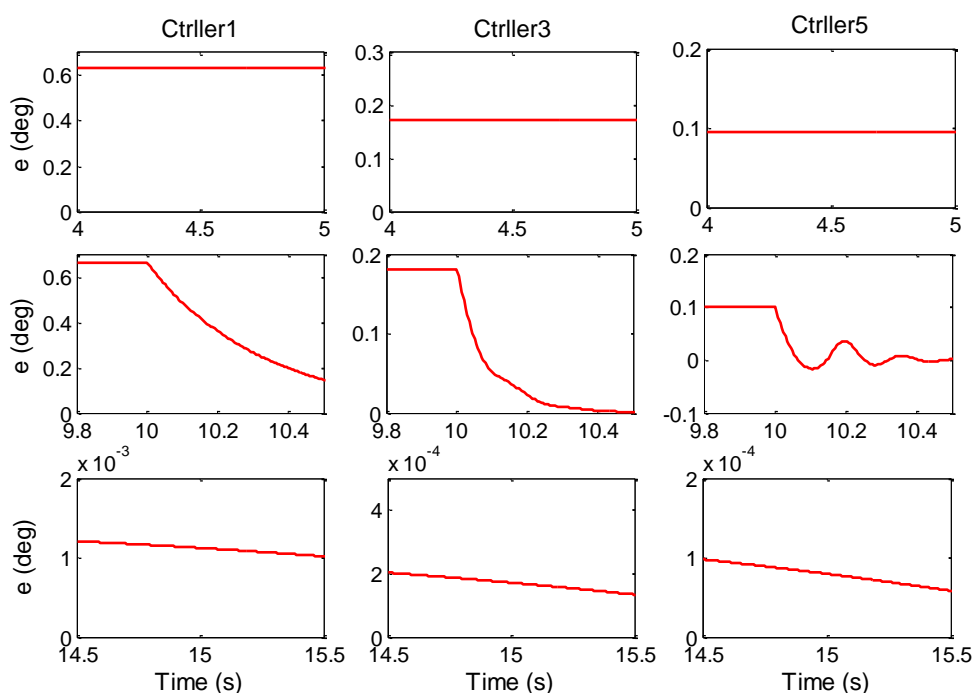


图 3.13 所选取特征点上不同等级控制器的角度控制误差的对比图

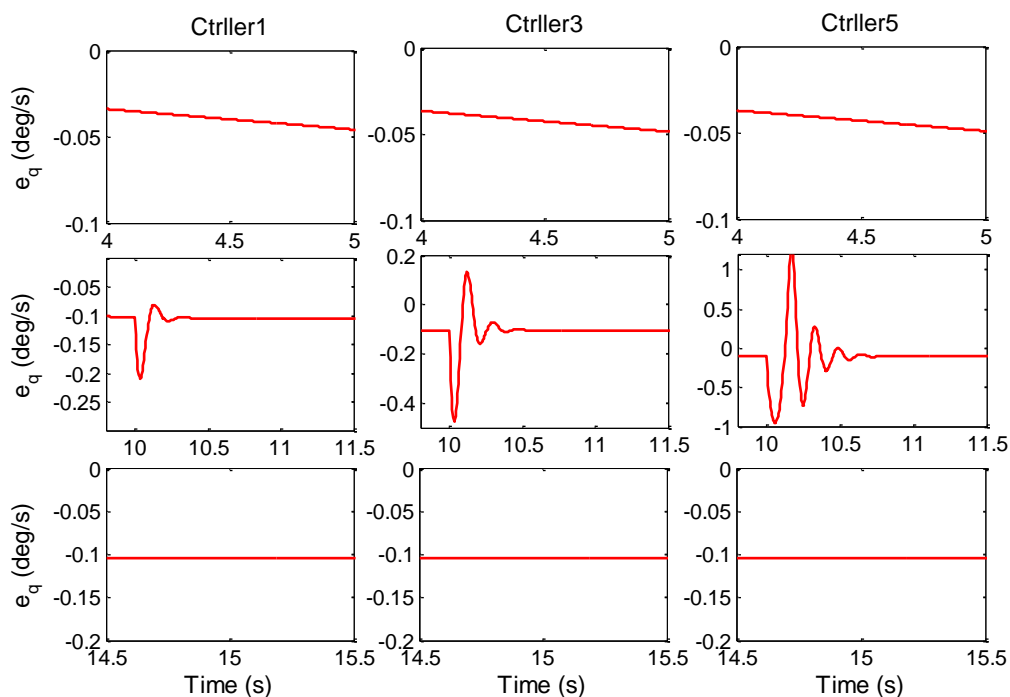


图 3.14 所选取特征点上不同等级控制器的角速度控制误差变化的对比图

从这三个状态量的九组不同变化对比图中可以看出，不同情况系统状态量的幅值大小、变化的快慢以及震荡程度等指标均有较明显的区分，总结可得出如下结论：

- 1) 对于恒定指令和固定低频变化的指令，主要考验跟踪系统的控制精度，等级高的控制器系统能够实现更高的控制精度；
- 2) 对于高频的变化指令（阶跃指令或干

扰)，主要考验跟踪系统的响应速度，等级高的控制器系统的调节速度更快，但同时系统将出现不同程度的震荡，表明系统的稳定性能有所牺牲。此外，从舵偏对比图 3.15 中可以看到，等级高的控制器系统的大超调使得实际舵偏控制量更容易达到饱和，可能进一步导致系统不稳定。

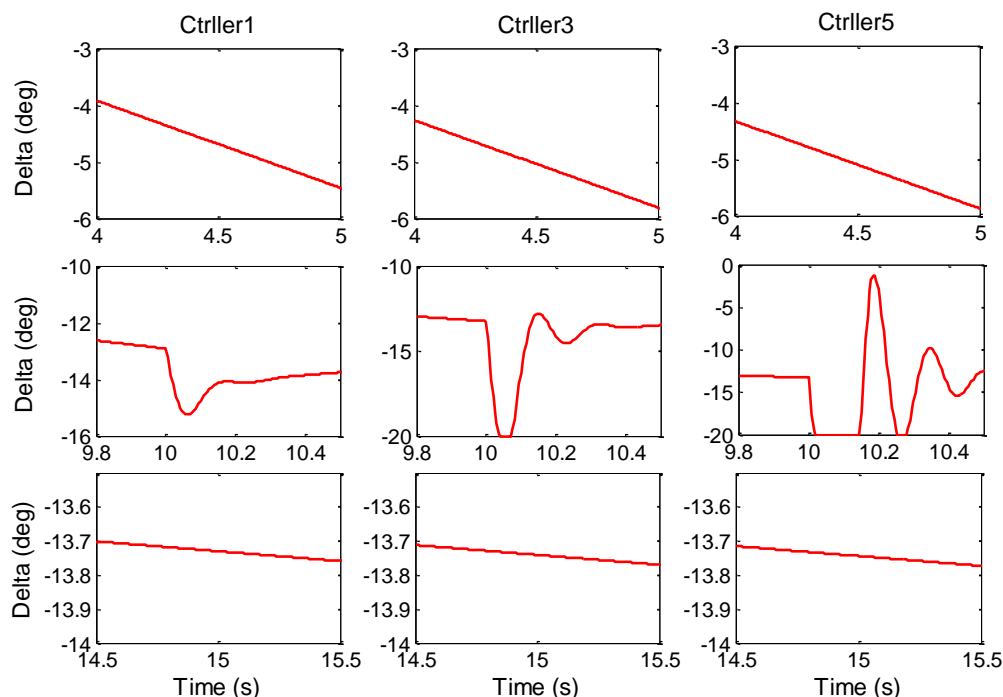


图 3.15 所选取特征点上不同等级控制器的舵偏变化的对比图

综上所述，当系统具有较好的跟踪性能时，系统稳定性下降，系统内部的状态量出现幅值变大和震荡的趋势，即：系统的综合控制性能和时域状态量的变化规律之间存在一定的对应关系。对于本文中所描述的 5 种等级的控制器，若认为第 2 或 3 级控制器下的系统时域状态为可接受不失稳的，此时系统有较快的跟踪响应性能，同时超调较小，对不确定的模型参数也具有一定的鲁棒性。于是可以通过对控制性能的识别（评估）来判断系统是否处于可接受不失稳状态。

3.4 基于神经网络的控制性能评估

根据小偏差假设理论，系统在特征点附近的状况变化较小，因此可认为当前运行点附近的系统特性可用线性模型描述，于是实际系统的控制性能可借用线性系统控制性能指标来表征，从而可建立系统在各特征点附近的时域状态的变化情况与该点的频域性能之间的对应关系。基于神经网络的性能评估的主要思路便是利用神经网络实现这种复杂的映射关系。

基于神经网络的性能评估实施方案流程图如图 3.16 所示。方案分为离线训练和在线评估两部分：通过离线对不同等级控制器下的系统进行仿真，然后选取特定特征点上的数据建立数据库，进而对神经网络进行训练以得到合适的网络权值；在线评估是通过滑动时间窗口实时监测系统运行过程中的时域状态量数据，从而利用训练好的神经网络的映射处理得到系统当前运行点的控制性能。

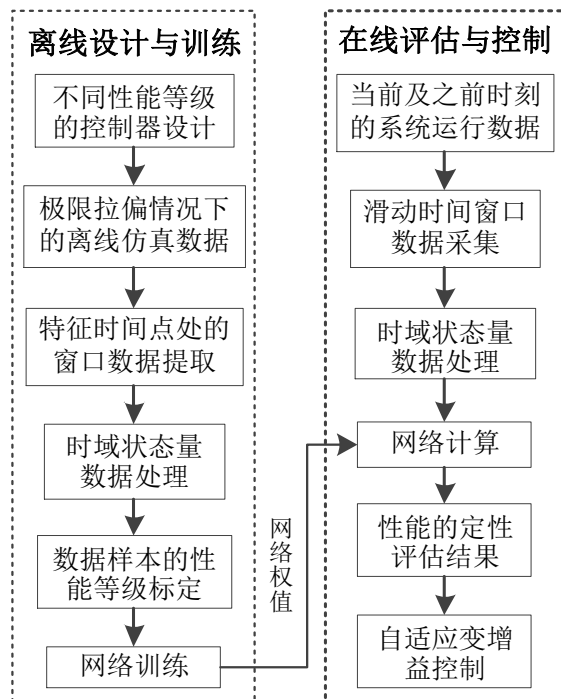


图 3.16 基于神经网络的控制性能评估方案实施流程图

3.4.1 离线数据库建立

基于数据的系统控制性能评估方案实施的前提是要有丰富的数据进行训练或学习，因此需要考虑如何使系统实现尽可能多的不同的控制性能。

离线数据库的建立过程如下：首先，对控制模型参数设定不同大小的正负极限拉偏组合；然后，在各种拉偏情况下分别使用不同等级的控制器对系统进行非线性仿真，得到的系统状态数据集构成原始的数据库；最后对原始数据文件进行处理，主要包括以下两部分：

1) 选取特征点，计算并标定各特征点处的控制性能等级

为了使数据特征更加丰富且有区分度，选取恒指指令点、斜坡指令点和近阶跃指令点三种类型的特征点，然后利用仿真过程中计算得到的系统小偏差线性化系数计算各点的频域性能，进而按照表 3.1 所划分的综合控制性能等级对各特征点处的实际性能等级进行标定。

2) 截取特征点处时间窗口内的数据

为了兼顾性能评估的准确性和实时性的要求,使用滑动时间窗口来采集状态量数据。设窗口大小 $\Delta T = Nh$, 其中 N 为窗口内采样点个数, h 为采样步长。各特征点 t_i 处的时间窗口 $[t_i - \lambda Nh, t_i + (1 - \lambda)Nh)$ 内的数据构成离线数据库, 其中 λ 为特征点左侧的窗口宽度。时间窗口长度的选取对于评估的准确性有较大影响, 考虑到系统内环响应时间约为 0.5s, 外环的调节时间约为 1.5s, 因此, 设定窗口长度为 1.5s。

按照上述思路, 在整个弹道选取 6 个特征点, 设定 5%、10%、15%、20% 这 4 种不同幅值的拉偏和 16 组正负极限拉偏组合情况, 最终利用 5 级不同裕度的控制器进行仿真, 最多得到 1920 个数据点样本。此外, 通过调整中特征点处的左右窗口宽度比例值 $\lambda = 0.2, 0.4, 0.6$, 将数据量扩大 2 倍, 大大增加了数据的丰富性。

3.4.2 基于 BP 网络的控制等级识别

使用神经网络来建立系统时域状态数据与控制性能等级的对应关系, 由于通过滑动时间窗口采集的系统时域状态量数据包含了窗口内 N 个采样点的 m 维数据, 这 $N \cdot m$ 维数据中能够反映系统控制性能的特征维数据却无法准确确定, 对此, 有两种解决方法, 一种是利用深度神经网络对采集到的全部原始数据进行压缩和特征的提取, 进而实现分类功能; 另一种是利用专家对系统的认识, 人为按照经验选取原始数据的主元特征, 然后将处理得到的指标作为输入通过简单的网络结构进行识别。第一种方案能够利用到数据的全部特征有利于提高识别的准确率, 但网络结构十分复杂。由于前文对系统已经进行了大量的机理分析, 因此考虑使用第二种方案, 选取经典的 BP 网络结构进行训练和识别。

网络的输入数据为原始飞行数据的一些特征指标。按照前文对多级控制系统的深入分析, 将时域状态量可分为四类: 控制指令相关量、角度控制相关量、角速度控制相关量以及控制舵偏的相关量。对于每类状态量, 选取如极值、极差、均值、方差等的统计学指标量和一些指定的能够反映控制性能的指标量作为网络的输入量。一共选取 11 个指标, 具体的内容如表 3.2 所示。

对于输出量的选取, 由于数据样本是按照控制器等级进行标定, 因此可将控制性能的等级作为网络的输出, 设定 1 到 5 级控制性能等级的理想输出分别为 $[1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1]$ 、 $[-1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1]$ 、 $[-1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1]$ 、 $[-1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1]$ 、 $[-1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1]$ 。介于 -1 和 1 中间的输出量将其线性映射到 $[0, 1]$ 区间可视为相应性能等级的隶属度, 实际输出中具有最大隶属度的等级将作为识别结果。

根据输入输出量的选取情况,设定网络的输入元个数为 11,输出元的个数为 5,选取经典的单隐含层的 BP 网络进行训练和测试。通过实验确定网络的隐含层的神经元个数为 25,故网络结构为 11-25-5,其中隐含层和输出层的激活函数均为双曲正切函数(tansig 函数),使用 LM 算法对网络进行训练,采用均方误差作为网络训练的性能指标。在所建立的数据库的全部数据中随机抽取 4/5 的数据进行训练,剩余 1/5 的数据作为新数据进行测试。在某次网络训练中,神经网络的性能收敛情况如图 3.17 所示。

表 3.2 神经网络的输入量

编号	状态种类	指标量
1	控制指令	最大指令变化率
2		指令变化率
3	角度控制量	角误差的极差
4		角误差的绝对误差积分
5		角误差的震荡次数
6	角速度控制量	角速度误差的极差
7		角速度误差的绝对误差积分
8		角速度误差的震荡次数
9	舵偏量	等效舵偏的极差
10		等效舵偏变化率的最大值
11		等效舵偏的震荡次数

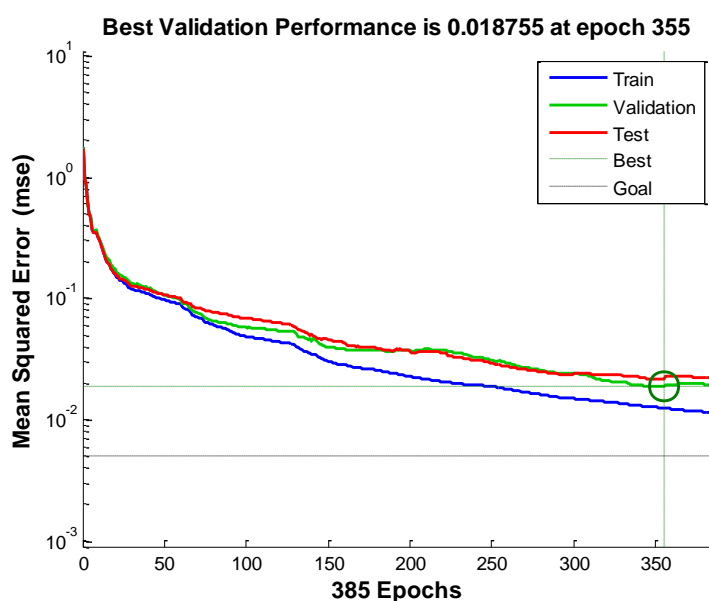


图 3.17 训练过程中神经网络性能的收敛情况

图中 Goal 是设定的期望性能指标，Train 是当前训练次数下训练样本的误差曲线（可能存在过拟合），Validation 是确认样本的误差曲线，Test 是测试样本的误差曲线，Best 是根据确认和测试的结果得出的网络最好性能点。从图中可知，网络经过 355 次迭代训练到达最好的训练性能。

通过随机赋值网络权值的初值，并改变隐含层神经元的个数，对网络进行了 5 次训练和测试，统计结果如表 3.3 所示。从表可知，在数据库中新数据的测试下，训练后的网络对性能等级的识别正确率达到 95% 以上，表明所训练的网络对系统的控制性能具有较好的识别能力。

表 3.3 神经网络的训练和测试结果

编号	隐含层元数	训练次数	训练时间	训练最佳性能	识别正确率
1	15	279	5min	0.035	96.51%
2	19	577	12min	0.027	98.07%
3	22	385	10min	0.019	98.96%
4	26	386	13min	0.026	98.59%
5	30	342	12min	0.041	96.13%

3.5 在线评估与变增益控制

3.5.1 在线性能评估

按照图 3.16 所示的总体方案，在线评估时考察滑动时间窗口 $[t_{k-N}, t_{k-1}]$ 内的 N 个采样点的时域状态量，通过训练好的神经网络对系统当前的控制性能进行评估。考虑到系统的响应时间在 0.5 到 1s 左右，因此设定性能评估的更新频率为 0.5s。通过仿真，得到无干扰情况下俯仰控制通道不同等级控制器的全弹道的控制性能在线评估结果如图 3.18 所示。

从图中可以看出，所训练的 BP 网络对不同控制等级系统的全弹道控制性能的识别大致符合相对应的性能等级。对于其中识别错误的原因分析有两方面：1）由于全弹道上的控制器参数只有部分特征点是针对性设计的，其余时间点的参数是通过线性插值得到，因此除所选几个特征点外的其余点的控制性能本身和应有控制等级之间存在偏差；2）实际飞行情况极其复杂，而所建立的神经网络的训练样本范围不够丰富，当所划分的控制等级过多时，对于临界的性能等级的评估，神经网络的判定结果可能存在偏差。若只划分两个等级，如稳定性能好的等级 1, 2 和稳定性能坏的等级 4, 5，从图中可以看出，识别正确率会大大提高。但另一方面，划分

更多的性能等级，增强了系统对错误识别的容错能力，也更有利于设计下文的变增益控制器。

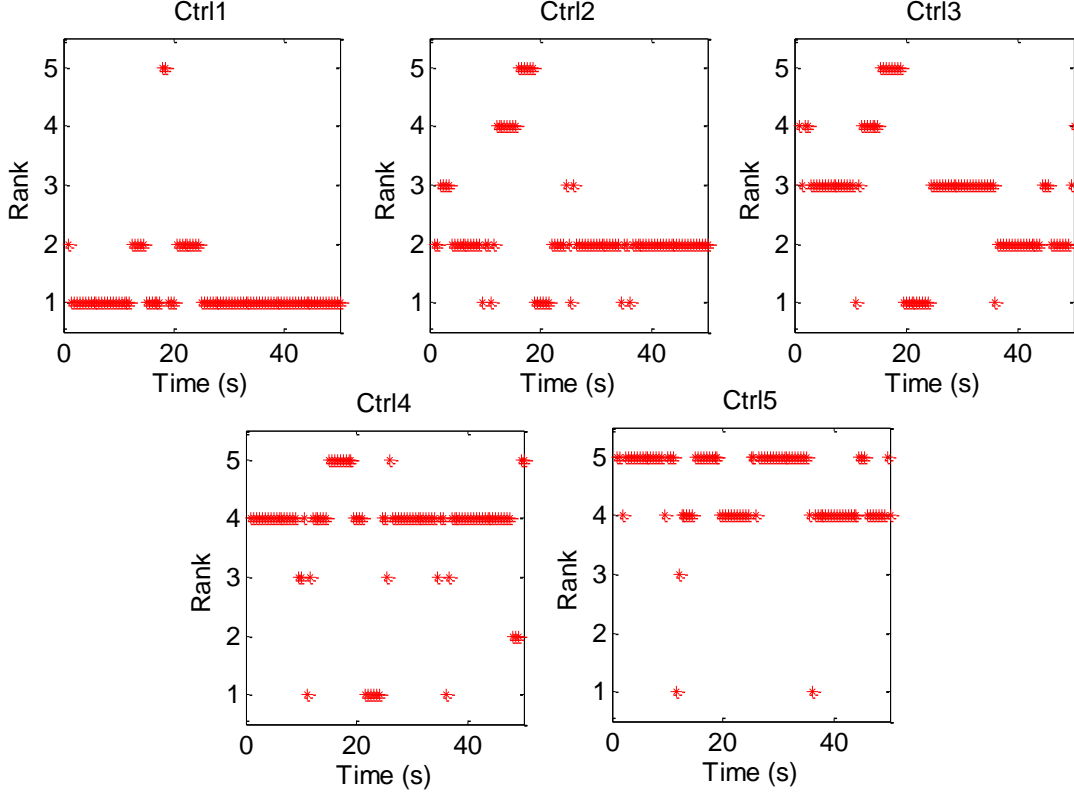


图 3.18 无干扰情况下不同等级控制系统的在线性能评估结果

3.5.2 自适应变增益控制策略

由于实际系统的惯性，评估得到的系统当前的控制性能可作为对之后时刻系统性能变化的预测，从而利用该评估结果指导控制器参数的调整。因此，当已知系统实时的控制性能，可以制定自适应变增益控制策略来调整控制器参数，使系统控制性能向预期的更好的方向改变。

若认为第 1 级系统的稳定性好但跟踪性能较差，第 2 和 3 级系统的稳定与跟踪的综合控制性能较好，第 4 和 5 级系统跟踪性能较好但稳定性较差，故设定系统在整个运行过程中的理想性能状态为第 2 或 3 级系统状态。于是，最简单直接的增益调整策略即是：当系统处于第 1~5 级状态时，系统需要调整的增益增量分别为 $+\Delta k_1, +\Delta k_2, -\Delta k_3, -\Delta k_4, -\Delta k_5$ ，其中 $\Delta k_5 > \Delta k_1 > \Delta k_4 > \Delta k_2 = \Delta k_3$ 。但这种策略下的系统增益调整不够平滑。对此，将网络输出的 5 维向量线性变换到 [0,1] 区间，然后通过下式所示的加权平均法得到连续化的性能等级。

$$\bar{v}_o = (v_{o1} + 2v_{o2} + 3v_{o3} + 4v_{o4} + 5v_{o5}) / \sum_{i=1}^5 v_{oi} \quad (3.7)$$

利用连续化的性能等级,设计基于性能评估的自适应增益调度策略的实施流程如图 3.19 所示。图中针对期望性能等级设计了控制增益的闭环调节子系统。若记 r_{exp} 和 r_{act} 分别为期望的性能等级和实际评估的性能等级,则性能等级误差 $e_r = r_{\text{exp}} - r_{\text{act}}$, 增益调节的具体计算式为:

$$\Delta K_{\text{out}} = \tilde{k} \cdot e_r \quad \begin{cases} \tilde{k} = 0 & |e_r| \leq 0.5 \\ \tilde{k} = a & 0.5 < |e_r| \leq 1 \\ \tilde{k} = b & |e_r| > 1 \end{cases} \quad (3.8)$$

其中, a, b 为待调整的反馈比例系数, 且 $a < b$ 。

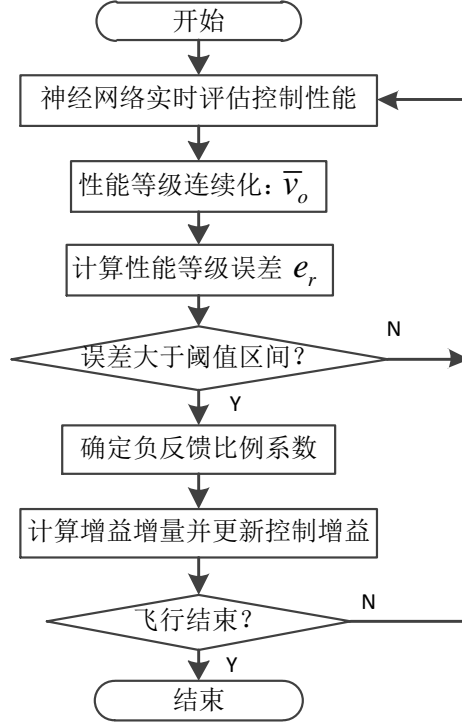


图 3.19 基于控制性能评估的增益调度控制流程图

3.5.3 仿真验证与分析

应用上述增益调整策略对系统进行仿真,得到基于在线性能评估的变增益控制(CPA-AGS)系统的控制情况。为了全面验证方案的有效性,仿真分为三种情况: 1) 无干扰或偏差的情况; 2) 对俯仰通道控制模型参数设置 15% 的负向极限拉偏,具体设置情况如式(3.9)所示; 3) 对系统俯仰控制通道施加气动力和力矩干扰,干扰的具体形式为式(3.10)和图 3.20 所示。

$$\Delta m_0 = \Delta J_y = \Delta \bar{q} = \Delta C_m = -15\% \quad (3.9)$$

$$\Delta C_L = \Delta C_m = 0.22 * [\sin(0.5t) + \sin(t) + \sin(1.5t) + \sin(2t)] \quad (3.10)$$

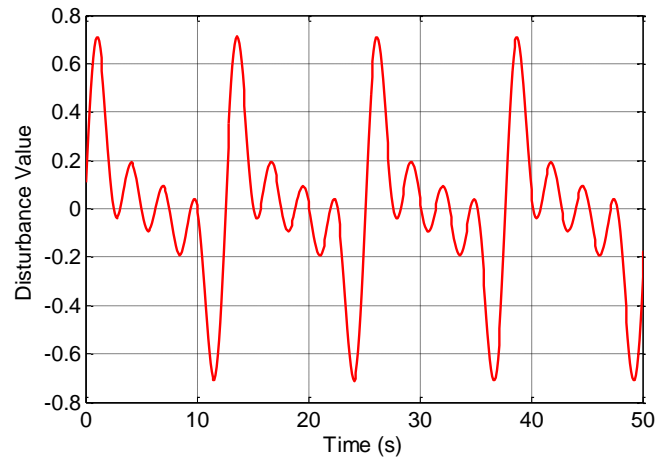


图 3.20 俯仰通道气动系数干扰值

通过仿真，得到三种情况下的攻角控制误差对比曲线分别如图 3.21 至图 3.23 所示。同时，以气动干扰情况为例，考察 CPA-AGS 系统的实际控制舵偏情况、实时性能评估结果和增益调整情况分别如图 3.24 和图 3.25 所示。

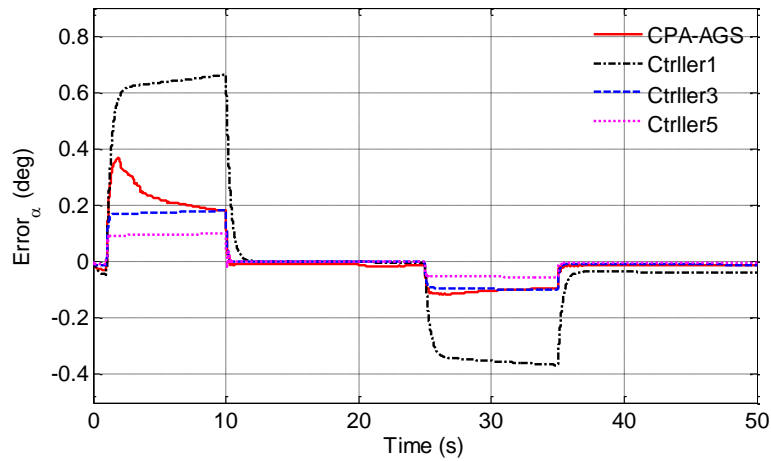


图 3.21 无干扰或偏差情况下 CPA-AGS 系统的控制误差对比图

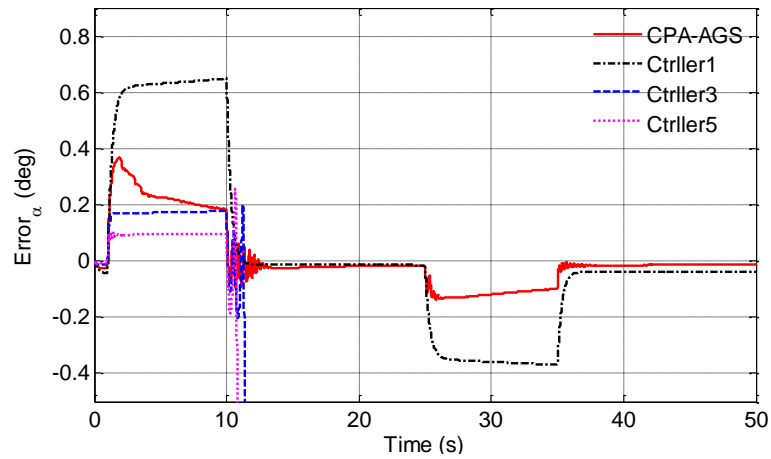


图 3.22 参数负偏差 15% 情况下 CPA-AGS 系统的控制误差对比图

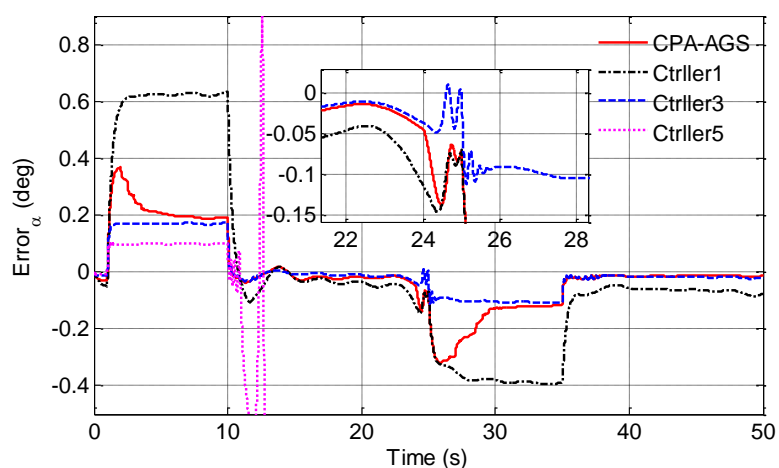


图 3.23 气动干扰情况下 CPA-AGS 系统的控制误差对比图

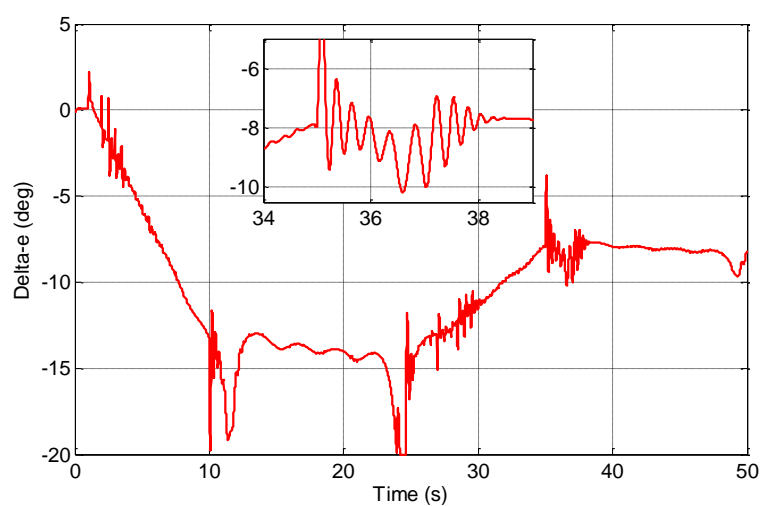
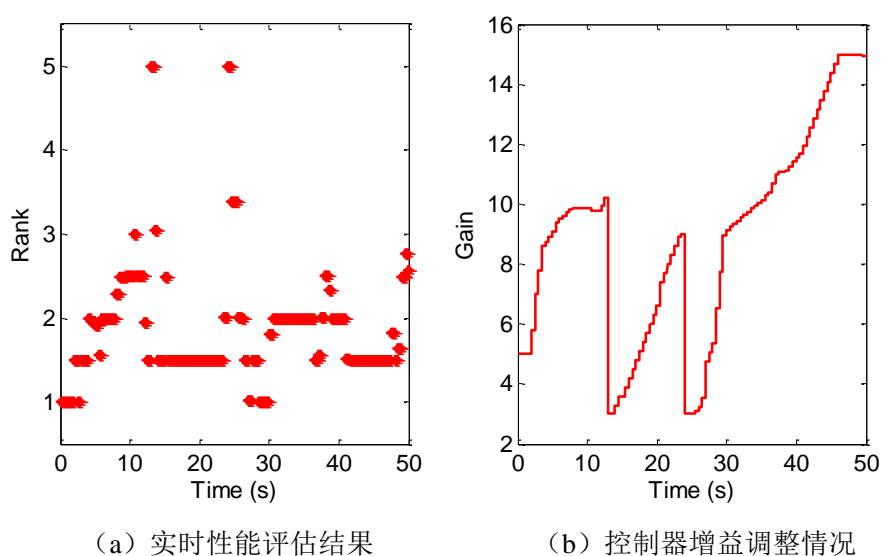


图 3.24 气动干扰情况下 CPA-AGS 系统的俯仰通道舵偏角



(a) 实时性能评估结果

(b) 控制器增益调整情况

图 3.25 气动干扰情况下 CPA-AGS 系统的性能评估和增益调整情况

分析上述仿真图，可得出以下结论：

1) 无论有无偏差或干扰，使用 CPA-AGS 的系统均能稳定跟踪指令，其控制性能相对于固定增益的一级控制器大幅减小了控制误差，基本达到三级控制器水平；

2) 对于参数负向偏差 15% 的情况，使用固定增益的三级或五级控制器的系统均失稳，而使用 CPA-AGS 的系统虽然控制有明显震荡波动，但能够维持系统稳定；

3) 当存在气动干扰时，使用 CPA-AGS 的系统的跟踪性能略差于固定增益的三级控制器，但从误差的平滑性来看，其稳定性要略优于三级控制器；

4) 使用 CPA-AGS 的系统的控制舵偏具有一定程度的抖动，但其抖动程度在可接受的范围；

5) 使用 CPA-AGS 的系统在系统受到较大干扰或偏差，稳定性变差时，能够根据控制性能评估结果及时调整控制器参数，避免了系统性能恶化。

综上所述几点，表明了 CPA-AGS 方法的可行性和有效性。

3.6 本章小结

为提高飞行器姿态跟踪控制系统的综合控制性能，本章从控制性能评估的角度给出了基于神经网络在线性能评估的变增益控制方案的详细研究过程。首先，利用系统的小偏差线性化模型分析系统的频域性能，设计线性校正网络控制器，进而设计具有不同控制性能的多级控制器，通过对比分析不同级别的控制器系统的状态量，得出当系统具备“可接受不失稳状态”时，其综合控制性能较好。然后，通过对大量的飞行仿真数据的处理，建立了飞行状态量和相应控制性能等级的数据集，确定神经网络的结构并离线训练网络；最后，利用训练好的神经网络在线实时评估系统的控制性能，并设计了增益调度策略调整控制器增益，实现自适应变增益控制。通过对俯仰通道控制的仿真和分析，说明了所设计的基于在线性能评估的变增益控制的方案对提升飞行控制系统综合控制性能的可行性和有效性。

4 基于神经网络即时线性化的自适应控制

4.1 引言

第三章中利用对系统控制性能的定性评估结果进行控制器的增益自适应调度控制，使系统综合控制性能得到改善。但这种控制方案存在一些缺点：1) 该种方案的控制效果取决于神经网络对系统控制性能的评估结果，为了提高评估结果的准确性就需要足够丰富的训练数据，使得方案实施较为麻烦，2) 该方案中对控制性能的等级划分具有较大的主观性，实际的控制效果无法定量的进行描述；3) 该方案仅适用于控制结构相似的系统而对于其他具有不同控制结构或特性的系统则不能很好的套用。鉴于以上缺点，本章将尝试另外一种更为通用的自适应控制方案。

由于控制器的设计通常是基于事先建立的标称模型，这就使得系统控制性能的好坏与系统实际运行时的控制模型有着密切的关系，因此为了提高系统的综合控制性能，本章从模型辨识的角度提出基于神经网络即时线性化方法的自适应控制方案。该方案利用即时线性化技术得到系统实时的线性特征模型，进而使用线性系统最优控制理论设计当前控制器参数^[76]。基于神经网络即时线性化的自适应控制系统的原理框图如图 4.1 所示。

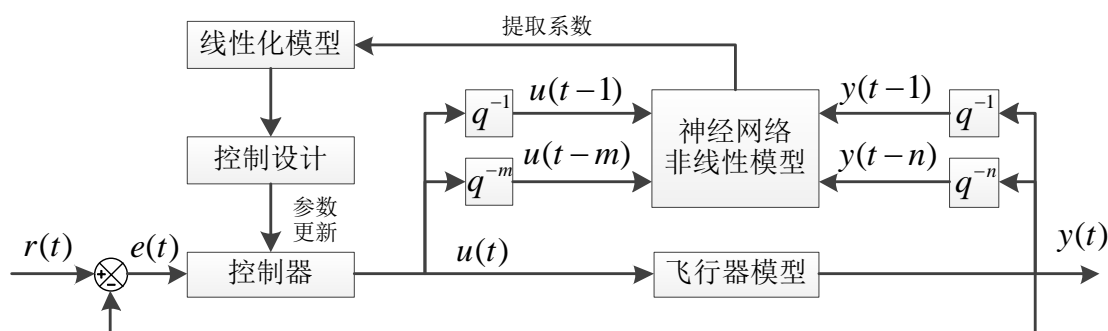


图 4.1 基于神经网络即时线性化的自适应控制系统原理框图

从图中可知，这种控制系统的设计思路与间接自调整调节器很相似，但不同的是该种方案不是在每次采样时间中递归地估计线性模型，而是利用即时线性化技术从神经网络模型中提取线性参数，同时由于神经网络模型是先通过离线训练好的，因此该种控制方案不会带来过多额外的计算负担。基于神经网络即时线性化的自适应控制方案的实施主要包含以下三个方面的内容：（1）利用神经网络的任意非线性

性函数拟合特性，离线建立能够反映系统非线性动力学特性的神经网络非线性黑箱模型；（2）在系统的实际运行过程中，基于即时线性化技术提取系统当前运行点的线性模型系数，得到飞行器在当前（下一）时刻的线性化模型；（3）基于所得到的线性模型和最优控制性能基准自适应地调节控制器参数，从而实现更好的综合控制性能。因此，本章节中便主要从飞行器模型辨识、即时线性化处理、自适应控制器设计三方面展开研究。

4.2 基于神经网络的即时线性化理论

4.2.1 基于神经网络的系统辨识

在实际应用中，系统辨识的目的是要根据观察到的输入-输出实验数据建立系统的动态模型，使之与被测系统等价。传统的系统辨识方法有如阶跃响应法、频率响应法等非参数辨识方法和随机逼近法、预报误差法等参数辨识方法^[77]，但这些方法并不适用于复杂的非线性时变系统的辨识。而神经网络作为一种特殊的数学结构，由于其对非线性函数具有任意逼近和自我学习的能力，基于神经网络的系统辨识方法具有诸多优点：1）神经网络本身可以作为一种辨识模型，网络内部的权值是可调参数，因此无需建立实际系统的具体辨识形式；2）辨识是非算法式的，是通过网络内部拟合系统的输入输出特性来完成系统辨识，因此适用于强非线性系统的辨识；3）辨识的收敛速度不依赖于所辨识系统的维数，只与网络本身结构及其采用的学习算法有关；4）神经网络作为实际系统的辨识模型，可认为是对实际系统的物理实现，因此可以作为一种黑箱模型应用到在线控制中^[78]。

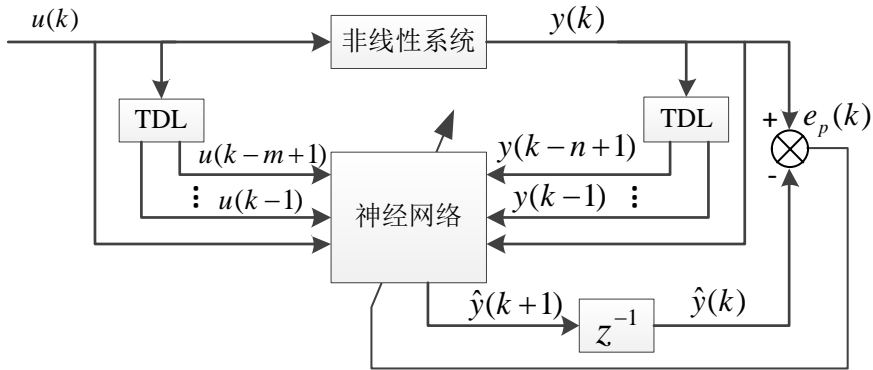


图 4.2 神经网络正向建模系统结构

神经网络用于系统辨识时可以选择用神经网络来逼近实际系统或者系统的逆（如果存在），即可分为正向建模与逆向建模。按照本章中提出的控制方案，使用

正向建模方法获得飞行器的非线性模型较为适合, 由于该种建模过程中神经网络与系统的运行是平行的, 因此又称为此辨识模型为串并辨识模型^[79]。神经网络正向建模的结构图如图 4.2 所示所示, 图中 TDL 为时滞延迟环节, 因此可定义关于系统输入输出的自回归状态矢量 $\varphi(k)$ 为:

$$\varphi(k) = [y(k), y(k-1), \dots, y(k-n+1), u(k), \dots, u(k-m+1)]^T \quad m < n \quad (4.1)$$

则被辨识系统的非线性自回归模型 (NARX model) 可表示为以下形式:

$$y(k+1) = f(\varphi(k)) \quad (4.2)$$

其中, $f(\bullet)$ 反映系统本质的非线性关系, 系统的实际输出 y 与神经网络的估计输出 \hat{y} 之间的误差 $e_p(k) = y(k) - \hat{y}(k)$ 作为网络的训练信号对系统特性进行拟合。若定义 $\hat{y}(k+1)$ 是下一时刻网络的预测输出, 则利用神经网络所辨识的系统模型可写为:

$$\hat{y}(k+1) = g(\varphi(k), \mathbf{v}) \quad (4.3)$$

式中, \mathbf{v} 是神经网络的权值矢量, $g(\bullet)$ 是神经网络所反映的函数映射关系。

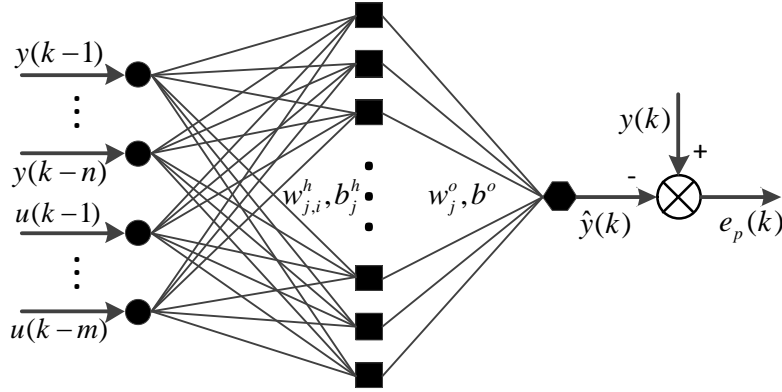


图 4.3 前向神经网络辨识结构示意图

用于非线性动态系统建模的最常见的神经网络辨识形式是具有时滞输入的前馈神经网络 (如图 4.3 所示), 而网络的类型通常可选择 BP 网络或者 RBF 网络。本论文中选取经典的 BP 网络对飞行器系统进行辨识, 设网络输出层和隐含层的神经元激活函数分别为 Z_o, Z_h ; 隐含层与输出层之间的权值为 w_j^o ; 输出层与隐含层之间的权值为 w_{j,i_y}^h, w_{j,i_u}^h ; 输出层和隐含层各神经元的偏置分别为 b^o, b_j^h ; 每个隐含层神经元和输出层神经元的输入分别为 $m_j(k), m_o(k)$, 则具体的辨识模型可表示为:

$$\begin{cases} \hat{y}(k) = Z^o(m^o(k)) \\ m^o(k) = \sum_{j=1}^{N_h} w_j^o Z^h(m_j^h(k)) + b^o \\ m_j^h(k) = \sum_{i=1, i_y=i}^n w_{j,i_y}^h y(k-i) + \sum_{i=1, i_u=i+n}^m w_{j,i_u}^h u(k-i) + b_j^h \end{cases} \quad (4.4)$$

通过设置神经网络训练的性能指标，按照反向传播的最速梯度下降算法对网络权值进行（离线或在线的）调整，从而使辨识模型足够接近于系统实际模型，达到模型辨识的目的。

4.2.2 即时线性化理论

“即时线性化”是一种在系统当前运行点附近对系统非线性模型进行实时线性化处理的技术^[80,81]，与小偏差线性化方法相比较，虽然它们都能获得系统运行点附近的线性模型，但主要的区别在于：1）即时线性化强调即时性，可认为是实时的，得到的是每一时刻系统当前运行点的等效线性模型，而小偏差线性化得到的只有某些选定的特征状态点上的线性化模型；2）小偏差线性化模型是针对标称的飞行状态，在小扰动的假设下从机理层面分析得到的线性化模型，在外界不确定干扰较大时，不能准确反映系统实际的运行情况，而即时线性化则主要依赖于神经网络所辨识得到的模型，只要辨识模型足够反映系统当前的动态特性，经线性化得到的线性模型就更为准确。因此，理论上即时线性化技术对于高速飞行器这样的非线性时变系统是适用的，但目前这种方法更多地应用于化工生产领域，而在飞行控制领域的应用几乎没有公开的文献研究，其应用难点还是在于飞行器的非线性快时变以及多状态耦合等特性上。

在神经网络辨识的基础上，考虑在系统当前运行点 $t = \tau$ 处，对应当前系统状态 $\varphi(\tau)$ 附近，对前文所建立的神经网络非线性模型式(4.3)做一阶泰勒展开处理，可得：

$$\hat{y}^{lin}(t) \Big|_{t=\tau} = -\sum_{i=1}^n a_i \tilde{y}(t-i) + \sum_{i=1}^m b_i \tilde{u}(t-i) \quad (4.5)$$

式中， $\tilde{y}(t-i) = y(t-i) - y(\tau-i)$ ， $\tilde{u}(t-i) = u(t-i) - u(\tau-i)$ 。对该式进一步做展开整理，可得到系统的线性模型为：

$$\begin{cases} \hat{y}^{lin}(t) = (1 - A(q^{-1})) \cdot y(t) + B(q^{-1}) \cdot u(t) + \zeta(\tau) \\ A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n} \\ B(q^{-1}) = b_1 q^{-1} + \dots + b_m q^{-m} \end{cases} \quad (4.6)$$

其中的线性化参数分别为：

$$\begin{cases} a_i = -(\partial \hat{y}(t) / \partial y(t-i)) \Big|_{t=\tau} & i = 1, 2, \dots, n \\ b_i = (\partial \hat{y}(t) / \partial u(t-i)) \Big|_{t=\tau} & i = 1, 2, \dots, m \\ \zeta(\tau) = y(\tau) + \sum_{i=1}^n a_i y(\tau-i) - \sum_{i=1}^m b_i u(\tau-i) \end{cases} \quad (4.7)$$

将神经网络的具体辨识模型式(4.4)带入上式，可提取线性化系数 a_i, b_i 的具体形式为：

$$\begin{aligned}
 a_i &= -\sum_{j=1}^{N_h} w_j^o \cdot \frac{\partial Z^h(\bullet)}{\partial m_j^h(t)} \cdot \frac{\partial m_j^h(t)}{\partial y(t-i)} \bigg|_{t=\tau} = -\sum_{j=1}^{N_h} w_j^o w_{j,i}^h \cdot \frac{\partial Z^h(\bullet)}{\partial m_j^h(t)} \bigg|_{t=\tau} \quad i=1,2,\dots,n \\
 b_i &= \sum_{j=1}^{N_h} w_j^o \cdot \frac{\partial Z^h(\bullet)}{\partial m_j^h(t)} \cdot \frac{\partial m_j^h(t)}{\partial u(t-i)} \bigg|_{t=\tau} = \sum_{j=1}^{N_h} w_j^o w_{j,i+n}^h \cdot \frac{\partial Z^h(\bullet)}{\partial m_j^h(t)} \bigg|_{t=\tau} \quad i=1,2,\dots,m
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

从上述推导过程可知,在系统运行的每一个时刻(工作点),都能够得到一个相应的近似线性模型,该模型可以认为是一个受附加扰动 $\zeta(\tau)$ 影响的线性模型。有了该线性模型,便可进一步设计自适应控制器,这正是即时线性化的意义所在。

4.3 飞行器动力学模型的辨识

4.3.1 飞行器特征模型分析

由 4.2 节关于神经网络即时线性化理论的相关介绍,可发现该方法在飞行控制应用中存在的问题:1) 由于高速飞行器具有复杂的动态特性,应如何选取辨识模型的阶次才能保证辨识的精度;2) 若辨识模型阶次过高,通过即时线性化得到的线性模型将同样具有较高的阶次,这给控制器的设计带来困难。根据文献^[82]中提出的系统特征建模的相关理论,对于恒值保持或跟踪控制,任一高阶线性定常系统在满足一定采样频率的条件下,其特征模型可用一个如式(4.9)所示的具有时变参数的二阶差分方程近似描述控制对象的动态特性,该特征模型的输出在同样的控制输入的作用下与实际对象输出等价,且稳态时二者输出相等。同理,对于速度跟踪或加速度跟踪控制,系统特征模型可用一个如式(4.10)所示的时变三阶差分方程描述。

$$\hat{y}(k+1) = a_0(k)y(k) + a_1(k)y(k-1) + b_0(k)u(k) + b_1(k)u(k-1) \tag{4.9}$$

$$\begin{aligned}
 \hat{y}(k+1) &= a_0(k)y(k) + a_1(k)y(k-1) + a_2(k)y(k-2) + b_0(k)u(k) \\
 &\quad + b_1(k)u(k-1) + b_2(k)u(k-2)
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

式中, $a_0(t), a_1(t), a_2(t), b_0(t), b_1(t), b_2(t)$ 可通过在线的参数辨识实时估计得到。

因此,接下来首先对飞行器的非线性模型进行特征建模分析。重写第二章推导的飞行器的仿射非线性模型式(2.41)如下:

$$\begin{aligned}
 \dot{\Theta} &= B_\delta g_{s\delta} U + B_\delta F_{\delta 0} + f_s(\Theta) + g_s \omega \\
 \dot{\omega} &= J^{-1} g_{f\delta} U + J^{-1} M_{\delta 0} + f_f(\omega)
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

其中, $\Theta = [\alpha, \beta, \mu]^T$ 为姿态角向量; $\omega = [q, r, p]^T$ 为姿态角速率向量, $U = [\delta_e, \delta_a, \delta_r]^T$ 为实际舵偏向量。用式(2.45)所等效的虚拟舵偏作为控制量,然后对姿态角求二阶导,求导时认为 $\beta \approx 0$, 并忽略速度 V 、航迹角 γ, χ 等慢状态量的变化,从而得到:

$$\begin{aligned}
 \ddot{\Theta} &= \mathbf{Y}(\Theta, \bar{U}, \omega) \\
 &= \mathbf{g}_s \dot{\omega} + \dot{\mathbf{g}}_s \omega + B_\delta \mathbf{g}_{s\delta} \Lambda^{-1} \dot{\bar{U}} + B_\delta \dot{\mathbf{g}}_{s\delta} \Lambda^{-1} \bar{U} + \dot{\mathbf{f}}_s(\Theta) \\
 &= \dot{\mathbf{f}}_s(\Theta) + \dot{\mathbf{g}}_s \omega + B_u^0 \dot{\bar{U}} + B_u^1 \bar{U} + \Lambda
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

其中, $\mathbf{Y}(\Theta, \bar{U}, \omega) = [Y_\alpha, Y_\beta, Y_\mu]^T$ 为姿态角二阶导的等效矢量函数; $\bar{U} = [\delta_\alpha, \delta_\beta, \delta_\mu]^T$ 为虚拟控制量; $B_u^0 = B_\delta \mathbf{g}_{s\delta} \Lambda^{-1}$, $B_u^1 = \mathbf{g}_s J^{-1} \mathbf{g}_{f\delta} \Lambda^{-1} + B_\delta \dot{\mathbf{g}}_{s\delta} \Lambda^{-1}$ 为相应的时变系数矩阵; $\Lambda = \mathbf{g}_s \mathbf{f}_f(\omega) + \mathbf{g}_s J^{-1} M_{\delta 0}$ 为常数项。为了方便分析, 将上式展开为标量形式, 有:

$$\begin{cases}
 \ddot{\alpha} = \frac{\partial Y_\alpha}{\partial \alpha} \dot{\alpha} + b_{u11}^0 \dot{\delta}_\alpha + b_{u11}^1 \delta_\alpha + E_\alpha \\
 \ddot{\beta} = \frac{\partial Y_\beta}{\partial \alpha} \dot{\alpha} + \frac{\partial Y_\beta}{\partial \beta} \dot{\beta} + \frac{\partial Y_\beta}{\partial \mu} \dot{\mu} + b_{u22}^0 \dot{\delta}_\beta + b_{u23}^0 \dot{\delta}_\mu + b_{u22}^1 \delta_\beta + b_{u23}^1 \delta_\mu + E_\beta \\
 \ddot{\mu} = \frac{\partial Y_\mu}{\partial \alpha} \dot{\alpha} + \frac{\partial Y_\mu}{\partial \beta} \dot{\beta} + \frac{\partial Y_\mu}{\partial \mu} \dot{\mu} + b_{u32}^0 \dot{\delta}_\beta + b_{u33}^0 \dot{\delta}_\mu + b_{u32}^1 \delta_\beta + b_{u33}^1 \delta_\mu + E_\mu
 \end{cases} \tag{4.13}$$

式中, E_α, E_β, E_μ 分别为各通道的常数偏差项和由于忽略所引起误差的总和。在该式中对纵向运动和横侧向运动做了直接解耦处理, 从第三章 3.2 小节对各控制通道耦合性的分析可知, 这样做是合理的。将上式中按照一定的采样频率 ΔT 进行离散化, 可得其恒指跟踪情况下的线性特征模型的形式为:

$$\begin{cases}
 \alpha(k+1) = a_\alpha^{\alpha 0} \alpha(k) + a_\alpha^{\alpha 1} \alpha(k-1) + b_{u11}^0 \delta_\alpha(k) + b_{u11}^1 \delta_\alpha(k-1) + \Delta T^2 E_\alpha \\
 \beta(k+1) = a_\beta^{\alpha 0} \alpha(k) + a_\beta^{\alpha 1} \alpha(k-1) + a_\beta^{\beta 0} \beta(k) + a_\beta^{\beta 1} \beta(k-1) + a_\beta^{\mu 0} \mu(k) + a_\beta^{\mu 1} \mu(k-1) \\
 \quad + b_{u22}^0 \delta_\beta(k) + b_{u22}^1 \delta_\beta(k-1) + b_{u23}^0 \delta_\mu(k) + b_{u23}^1 \delta_\mu(k-1) + \Delta T^2 E_\beta \\
 \mu(k+1) = a_\mu^{\alpha 0} \alpha(k) + a_\mu^{\alpha 1} \alpha(k-1) + a_\mu^{\beta 0} \beta(k) + a_\mu^{\beta 1} \beta(k-1) + a_\mu^{\mu 0} \mu(k) + a_\mu^{\mu 1} \mu(k-1) \\
 \quad + b_{u32}^0 \delta_\beta(k) + b_{u32}^1 \delta_\beta(k-1) + b_{u33}^0 \delta_\mu(k) + b_{u33}^1 \delta_\mu(k-1) + \Delta T^2 E_\mu
 \end{cases} \tag{4.14}$$

由上式可以看出, 飞行器的横侧向运动存在过多耦合, 研究时十分复杂。为了便于说明本章所提出的控制方案, 本论文中先只研究了纵向通道的辨识与控制。

4.3.2 纵向飞行动力学特性辨识

对飞行动力学特性的辨识, 应采用“离线+在线”的辨识方法。一方面, 通过离线辨识可以获得飞行器动力学的基本特性, 但无法覆盖到系统实际飞行中所有可能的工作状态, 对于存在大量不确定偏差和干扰的时变的飞行过程来说, 在线辨识才能够保证辨识的模型更准确地反映实际飞行状态, 另一方面, 单纯的在线辨识, 可能存在收敛过慢的问题, 无法保证实时性, 并且初始阶段较大的辨识误差可能导致控制失效, 引起系统发散, 因此需要离线辨识结果预先给出在线辨识系统的初值, 以加快其收敛速度, 保证辨识精度。

(1) 基于神经网络的离线辨识

对一个系统进行离线辨识的关键是提前获取大量的训练样本。飞行器的动力学特性可由其动态响应反映，因此可以选取适当的激励信号作为控制输入以充分激发系统的动态特性。由于开环系统更容易施加激励作用，故首先选取式(4.15)所示的具有时变频率和幅值的正弦控制信号作为激励信号，将其作用到飞行器的开环动力学非线性模型上，得到系统的动态响应如图 4.4 中的 (b) 所示。

$$\bar{\delta}_\alpha(t) = (20 - 0.4t) \sin(8\pi t / (10 + t)) \quad 0 \leq t \leq 50 \quad (4.15)$$

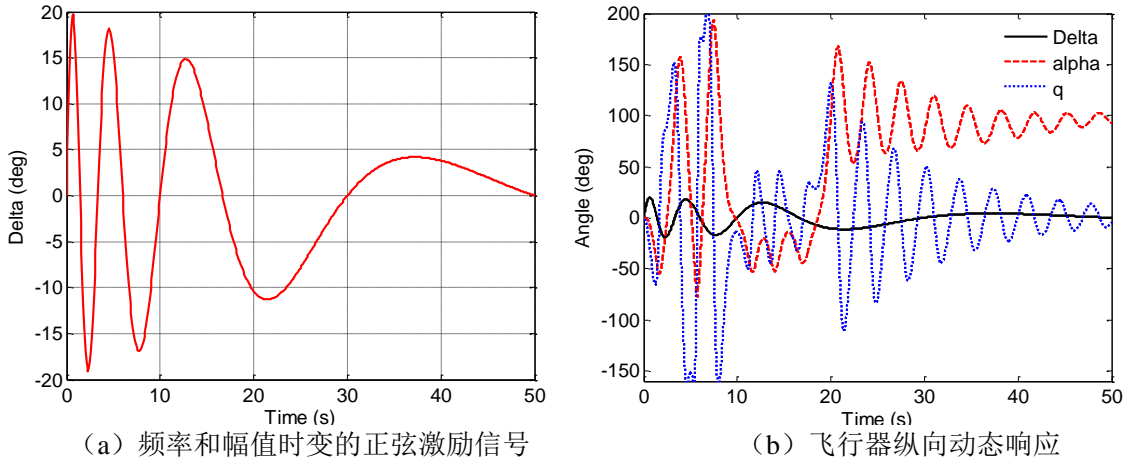


图 4.4 开环激励下系统的动态响应

从图中可以看到，系统开环不稳定，在激励信号的作用下攻角和俯仰角速度响应值均超出物理约束，不具有实际意义。因此，对于不稳定的飞行器，只能在通过闭环控制实现系统稳定的情形下进行辨识，而闭环反馈作用将使得系统产生的激励信息有所损失。为此，使用 5 组具有时变幅值的不同频率的正弦信号（如图 4.5 所示）及其相应的方波信号作为控制指令，获取系统的响应情况。在频率为 0.3π 的正弦和方波指令信号作用下，系统的动态响应分别如图 4.6 中的 (a) (b) 所示。

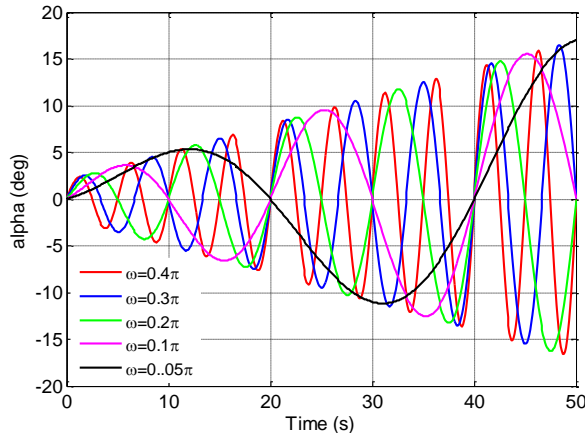


图 4.5 闭环激励采用的攻角指令信号

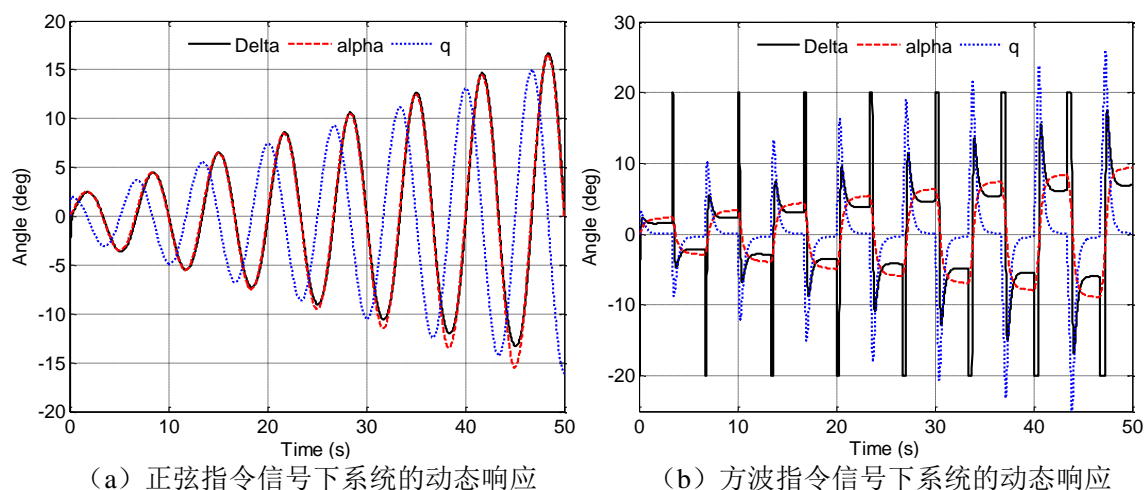


图 4.6 闭环激励下系统的动态响应

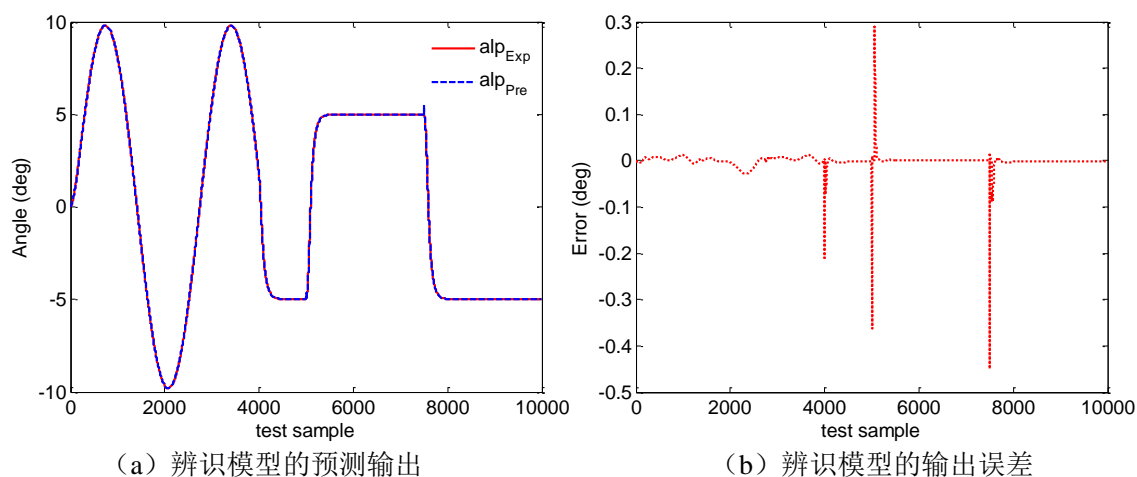


图 4.7 离线辨识模型的测试结果

按照 $\Delta T = 0.005s$ 的采样步长采集上述系统的动态响应信息，然后利用式(4.14)构建离线训练数据对，进而搭建 BP 网络进行训练。网络的设置情况为：网络结构 4-9-1，隐含层和输出层的激活函数分别为 `tansig` 函数和线性函数，训练算法设为 LM 算法，采用样本整体均方误差作为性能指标。网络训练完成后，利用一定频率（与样本频率不同）的正弦信号和方波信号组合成测试信号对辨识出的模型进行测试，结果如图 4.7 所示。从 (b) 图可以看到，新的激励信号下系统的模型预测输出误差很小，表明辨识效果不错。

(2) 基于神经网络的在线辨识

与离线辨识不同，在线辨识的飞行器模型是时变的，对辨识系统的实时性有较高要求，另一方面，在线辨识过程的系统状态数据是随时间先后顺次到来的，没有了固定的训练集合，便无法按照常规的批处理式的最速梯度下降算法进行训练。因

此，在线辨识需要采用在线学习算法逐步进行。用系统当前的辨识误差来构成网络在线训练的性能指标：

$$J_p(k) = e_p^2(k)/2 \quad (4.16)$$

按照梯度下降法可推导网络的权值修正式为：

$$\begin{aligned} \Delta w_j^o(k) &= -\eta \nabla J_p(w_j^o(k)) = -\eta \partial J_p(k) / \partial w_j^o(k) \\ &= -\eta \frac{\partial J_p(k)}{\partial e_p(k)} \frac{\partial e_p(k)}{\partial \hat{y}(k)} \frac{\partial \hat{y}(k)}{\partial m^o(k)} \frac{\partial m^o(k)}{\partial w_j^o(k)} = \eta e_p(k) Z^{o'}(m^o(k)) Z^h(m_j^h(k)) \\ &= \eta \delta^o Z^h(m_j^h(k)) \\ \Delta w_{j,i}^h(k) &= -\eta \nabla J_p(w_{j,i}^h(k)) = -\eta \partial J_p(k) / \partial w_{j,i}^h(k) \\ &= -\eta \frac{\partial J_p(k)}{\partial m^o(k)} \frac{\partial m^o(k)}{\partial Z^h(m_j^h(k))} \frac{\partial Z^h(m_j^h(k))}{\partial m_j^h(k)} \frac{\partial m_j^h(k)}{\partial w_{j,i}^h(k)} = \eta \delta^o w_j^o Z^{h'}(m_j^h(k)) p_i \\ &= \eta \delta_j^h p_i \\ \Delta b^o(k) &= \eta \delta^o; \quad \Delta b_j^h(k) = \eta \delta_j^h \end{aligned} \quad (4.17)$$

式中， $\delta^o = e_p(k) Z^{o'}(m^o(k))$ ， $\delta_j^h = \delta^o w_j^o Z^{h'}(m_j^h(k))$ 分别为辨识误差经输出层和隐含层反向传播得到的等效误差； $p_i = (y(k-1), \dots, y(k-n), u(k-1), \dots, u(k-m))$ 为网络的输入量。为了改善神经网络在线训练性能，按照相关研究^[83]对网络做出加入动量因子和自适应学习速率等方面的改进，改进后的权值更新公式为：

$$\begin{aligned} w^*(k+1) &= w^*(k) + \Delta w^*(k) \\ \Delta w^*(k) &= -(1-m_c) \eta(k) \nabla J_p(w^*(k)) + m_c \Delta w^*(k-1) \\ \eta(k+1) &= \eta(k) + \gamma_c \langle \nabla J_p(w^*(k-1)), \nabla J_p(w^*(k)) \rangle \end{aligned} \quad (4.18)$$

其中， m_c 为动量因子，用来避免网络陷入局部最小值；此外，通过计算前后样本的误差梯度的内积来自适应改变学习速率，从而加快网络收敛， γ_c 为学习速率的自适应变化率。

在离线辨识所得模型的基础上，利用上述的在线学习算法对飞行器全弹道飞行过程进行在线辨识，辨识结果如图 4.8 所示。从图中可以看出，对于具有时变特性的全弹道飞行过程，通过在线辨识网络预测的系统输出能够较好的跟踪实际值，除了在部分指令信号突变点的瞬间会有较大的辨识误差外，其余各点的辨识误差均收敛于 0 附近。引起这一不足之处的一个潜在原因是系统所使用的控制器的控制性能，即在指令信号的拐点处，控制器输出的控制量存在大幅波动，使得辨识误差变大，引起网络权值在线进行大幅调整，从而导致辨识误差曲线的尖刺问题。因此，后续在使用网络辨识结果设计自适应控制时应采用适当的策略改善这一问题。

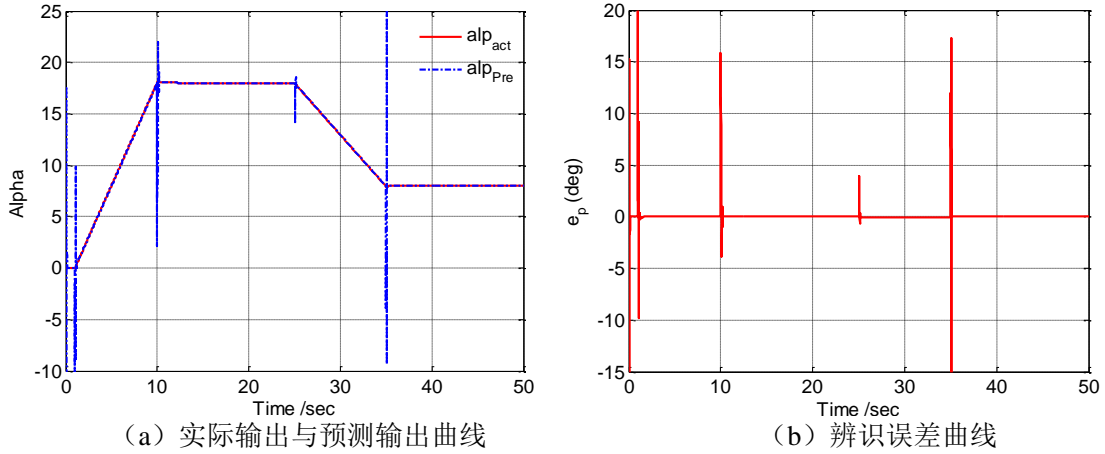


图 4.8 全弹道飞行过程在线辨识结果

4.4 参数最优自适应控制

通过对飞行过程的在线辨识和即时线性化处理得到的线性特征模型可以定量地反映当前控制器下系统的控制性能，若此时控制性能不佳，则可利用线性模型信息设计最优的控制参数对控制器做自适应调整。基于线性模型的控制方法研究发展较为成熟，本论文中利用最经典的 PID 控制框架，在其基础上应用广义最小方差（General minimum variance, GMV）最优控制指标来设计控制器参数的自适应律。

4.4.1 广义最小方差自适应控制

(1) 增量式 PID 控制框架

设系统某时刻的姿态角指令为 $r(k)$ ，姿态角实际输出为 $y(k)$ ，则可定义控制误差 $e(k) = r(k) - y(k)$ ，由增量式 PID 控制器确定的系统控制量 $u(k)$ 可描述为：

$$\begin{aligned}
 u(k) &= u(k-1) + \Delta u(k) \\
 \Delta u(k) &= k_p [e(k) - e(k-1)] + \frac{k_p \Delta T}{2\tau_i} [e(k) + e(k-1)] \\
 &\quad + \frac{k_p \tau_d}{\Delta T} [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)]
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

将上式写成矢量形式为：

$$\Delta u(k) = \mathbf{E}^T(k) \mathbf{K}(k) \tag{4.20}$$

式中， $\mathbf{E}(k) = [e(k), e(k-1), e(k-2)]^T$ ， $\mathbf{K}(k) = [k_1, k_2, k_3]^T$ 分别为相应的误差矢量和等效控制参数矢量，其中的 k_1, k_2, k_3 由下式确定：

$$k_1 = k_p \left(1 + \frac{\Delta T}{2\tau_i} + \frac{\tau_d}{\Delta T} \right); \quad k_2 = -k_p \left(1 - \frac{\Delta T}{2\tau_i} + \frac{2\tau_d}{\Delta T} \right); \quad k_3 = \frac{k_p \tau_d}{\Delta T} \tag{4.21}$$

(2) 基于广义最小方差指标的自适应律

按照广义最小方差控制理论, 选取控制性能指标 J_c 构建如下最优控制问题:

$$\min_{k_p, \tau_i, \tau_d} J_c = \frac{1}{2} \left[e^2(k+1) + \mu \cdot \Delta u^2(k) \right] \quad (4.22)$$

由于系统在 k 时刻时, 无法得到 $k+1$ 时刻的误差, 即 $e(k+1)$ 是未知的。为此, 利用前文得到的神经网络辨识模型以及通过即时线性化技术得到的系统线性模型的输出来预测 $e(k+1)$, 即有:

$$e(k+1) = r(k+1) - y(k+1) \cong r(k+1) - \hat{y}(k+1) \cong r(k+1) - \hat{y}^{lin}(k+1) \quad (4.23)$$

从而, 将上述最优化问题转化为:

$$\min_{k_p, \tau_i, \tau_d} J_c \approx \min_{k_p, \tau_i, \tau_d} L_c = \frac{1}{2} \left[\left(e^{lin}(k+1) \right)^2 + \mu \cdot \Delta u^2(k) \right] \quad (4.24)$$

其中, $e^{lin}(k+1)$ 为超前一步的线性预测误差, 由即时线性化模型式(4.5)可得:

$$\begin{aligned} e^{lin}(k+1) &= r(k+1) + \sum_{i=1}^n a_i y(k-i+1) - \sum_{i=1}^m b_i u(k-i+1) - \zeta(k) \\ &= \left[r(k+1) + \sum_{i=1}^n a_i y(k-i+1) - \sum_{i=2}^m b_i u(k-i+1) - \zeta(k) \right] - b_1 u(k) \\ &= \Omega - b_1 \cdot \mathbf{E}^T(k) \mathbf{K}(k) \end{aligned} \quad (4.25)$$

式中, $\Omega = r(k+1) + \sum_{i=1}^n a_i y(k-i+1) - \sum_{i=2}^m b_i u(k-i+1) - b_1 u(k-1) - \zeta(k)$ 。

由于 $\mathbf{K}(k) = \mathbf{K}(k-1) + \Delta \mathbf{K}(k)$, 从而性能指标函数 L_c 可进一步写为:

$$L_c = \frac{1}{2} \left\{ \Omega - b_1 \cdot \mathbf{E}^T(k) [\mathbf{K}(k-1) + \Delta \mathbf{K}(k)] \right\}^2 + \frac{\mu}{2} \left\{ \mathbf{E}^T(k) [\mathbf{K}(k-1) + \Delta \mathbf{K}(k)] \right\}^2 \quad (4.26)$$

为了优化该性能指标, 计算其梯度:

$$\begin{aligned} \nabla L_c(\Delta \mathbf{K}(k)) &= \frac{\partial L_c}{\partial \Delta \mathbf{K}(k)} \\ &= (b_1^2 + \mu) \mathbf{E}(k) \mathbf{E}^T(k) \Delta \mathbf{K}(k) - \Omega b_1 \cdot \mathbf{E}(k) + (b_1^2 + \mu) \mathbf{E}(k) \mathbf{E}^T(k) \mathbf{K}(k-1) \\ &= \mathbf{P}(k) \Delta \mathbf{K}(k) + \mathbf{R}(k) \end{aligned} \quad (4.27)$$

其中, $\mathbf{P}(k) = (b_1^2 + \mu) \mathbf{E}(k) \mathbf{E}^T(k)$, $\mathbf{R}(k) = -\Omega b_1 \cdot \mathbf{E}(k) + (b_1^2 + \mu) \mathbf{E}(k) \mathbf{E}^T(k) \mathbf{K}(k-1)$ 。

梯度为 0 时的性能指标值最优, 即:

$$\begin{aligned} \nabla L_c(\Delta \mathbf{K}(k)) = 0 &\Leftrightarrow \Delta \mathbf{K}(k) = -\mathbf{P}^{-1}(k) \cdot \mathbf{R}(k) \\ &= -\mathbf{K}(k-1) + \frac{\Omega b_1}{b_1^2 + \mu} \left[\mathbf{E}(k) \mathbf{E}^T(k) \right]^{-1} \cdot \mathbf{E}(k) \end{aligned} \quad (4.28)$$

从而得到最优的控制器参数为:

$$\mathbf{K}(k) = \mathbf{K}(k-1) + \Delta \mathbf{K}(k) = \frac{\Omega b_1}{b_1^2 + \mu} \left[\mathbf{E}(k) \mathbf{E}^T(k) \right]^{-1} \cdot \mathbf{E}(k) \quad (4.29)$$

从式(4.29)中可以发现, 当离散系统的采样步长较小, 或者系统误差调节速率较慢时, $\mathbf{E}(k)\mathbf{E}^T(k)$ 可能近似于一个奇异矩阵, 通过取逆运算求得的控制参数可能不准确甚至不可用, 为此考虑使用反向梯度法对控制参数进行优化调节, 而非直接求解最优解, 这对于动态系统而言更有实际意义, 参数优化调节式为:

$$\begin{aligned}\Delta \mathbf{K}(k) &= -\eta_c \nabla L_c(\mathbf{K}(k)) \\ &= -\eta_c \left[(b_1^2 + \mu) \mathbf{E}(k) \mathbf{E}^T(k) \mathbf{K}(k) - \Omega b_1 \cdot \mathbf{E}(k) \right]\end{aligned}\quad (4.30)$$

其中, η_c 为参数调整的速率。

通过优化后的新的等效控制参数 $\mathbf{K}(k)$ 可以反解出 PID 控制器的自适应参数为:

$$k_p = \frac{1}{2}(k_1 - k_2 - 3k_3); \quad \tau_i = \frac{\Delta T}{2} \cdot \frac{k_1 - k_2 - 3k_3}{k_1 + k_2 + k_3}; \quad \tau_d = \frac{2k_3}{k_1 - k_2 - 3k_3} \Delta T \quad (4.31)$$

(3) 控制策略

尽管通过即时线性化技术可以实时地计算控制器的自适应参数, 但当系统所受到的不确定性或干扰较小时, 系统的控制误差本身便很小, 此时对控制器做调整是多余的, 反而当系统受到高频噪声干扰时, 频繁的调整可能给系统带来稳定性方面的问题; 此外, 由于神经网络对飞行状态的在线辨识需要一定的时间收敛, 在系统的某些状态变化的瞬间, 辨识误差将较大, 此时对控制器进行调整可能会使控制性能变差, 因此, 需要结合实际情况制定合理的自适应控制策略。为此, 引入一个关于误差的性能指标, 称之为“窗口误差指标”, 该指标通过计算一定宽度的时间窗口内各采样点的绝对控制误差的累积量的均值, 可以反映系统当前的超调大小、收敛速率以及稳态误差等调节性能的平均情况。该指标的计算式为:

$$C(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |e(k-i+1)| \quad (4.32)$$

式中, N 为时间窗口的宽度, 取为 0.5s; $e(k-i+1)$ 为当前及过去时刻的控制误差。

利用该性能评价指标评判系统辨识性能以及当前的控制性能, 从而设计系统的自适应调整策略如图 4.9 所示。图中 C_{ep} 是辨识性能指标值, 由辨识误差 e_p 计算得到; C_e 为控制性能指标值, 由控制误差 e 计算得到。 σ_U, σ_L 分别为辨识性能的上下阈值, 当 C_{ep} 大于上界阈值, 表明系统当前的辨识性能太差, 即时线性化的结果不可信; 当 C_{ep} 大于下界阈值, 表明辨识精度不够, 需要对网络权值进行调整以提高辨识精度。 σ_1 为控制性能指标阈值, 当 C_e 大于该值, 表明系统控制精度有待提高, 需要对控制器参数进行调整。

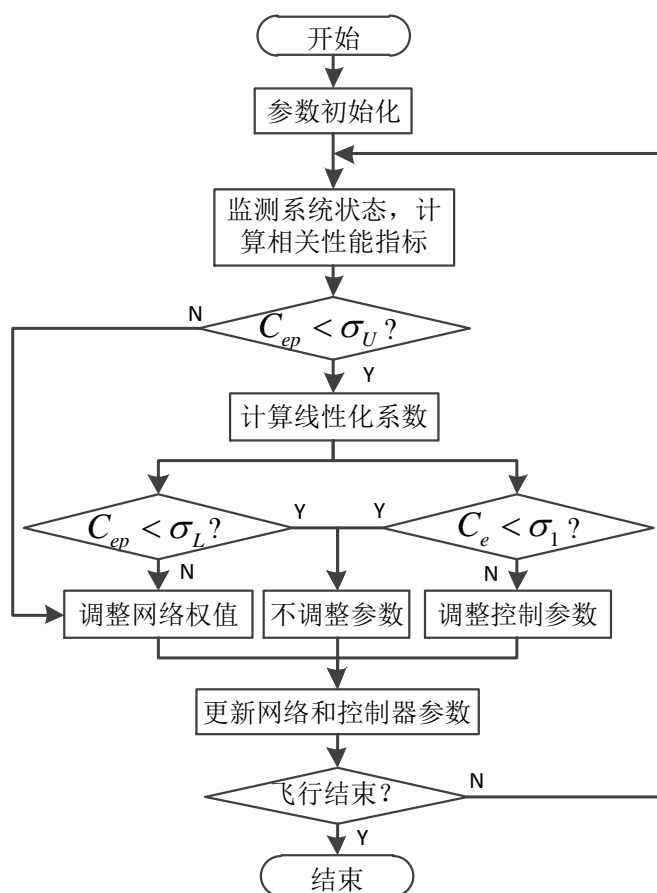


图 4.9 基于即时线性化的自适应调整策略流程图

4.4.2 仿真验证与分析

利用第二章所搭建的飞行器仿真平台对前文所设计的基于广义最小方差的自适应控制（GMVAC）方法进行全弹道飞行仿真，飞行指令同样是图 2.11 所示的再入姿态角指令。仿真主要分为三个情况：无干扰或偏差情况、模型参数拉偏情况以及气动干扰情况，其中偏差和干扰的具体设置同前文式(3.9)和式(3.10)。为了反映该方法的控制效果，设置两组对照：1) 对各选定特征点设计的固定增益的 PID 控制器；2) 第三章中设计的基于校正网络控制（CNC）的裕度较大的一级控制器。

（1）无干扰或偏差情况

无干扰或偏差情况下，三种不同的控制方法的仿真结果如图 4.10 所示。可以看出，相对于简单的校正网络控制，使用 PID 或 GMVAC 的系统的跟踪控制精度均有明显的改善，而相对于单纯的 PID 控制，GMVAC 的控制精度更高，误差的收敛速率也更快。从图 4.11 所示的窗口误差性能指标的对比曲线中可以看出，在性能指标超出预设阈值（0.2 度）时，控制器能够通过调整参数使误差重新回到较小范围，有效地提高了系统的综合控制性能。

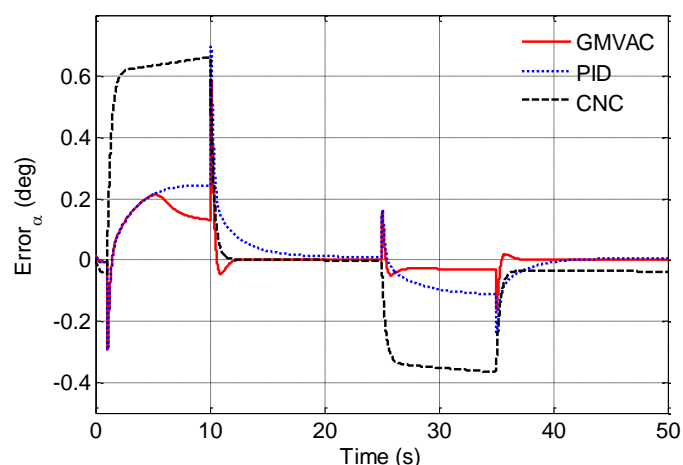


图 4.10 无干扰或偏差情况下 GMVAC 的控制误差

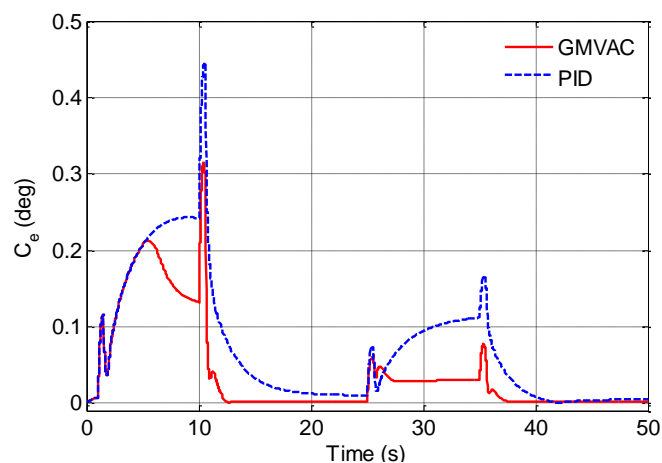


图 4.11 无干扰或偏差情况下 GMVAC 的窗口误差性能指标

(2) 模型参数偏差情况

模型参数负向偏差 15% 情况下，三种不同的控制方法的控制误差、窗口误差性能指标的仿真结果分别如图 4.12、图 4.13 所示。

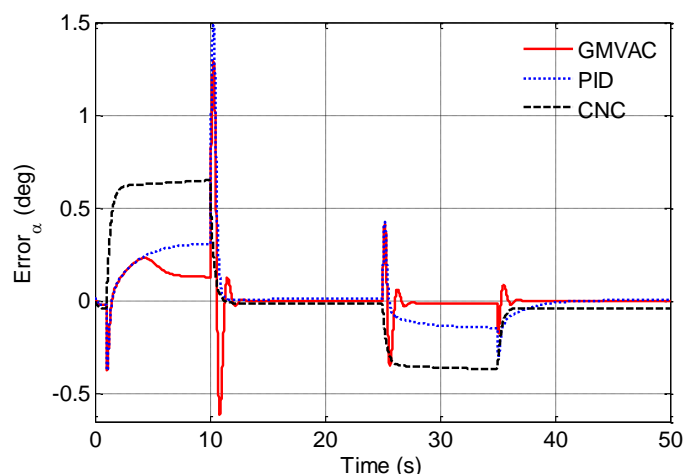


图 4.12 模型参数偏差情况下 GMVAC 的控制误差

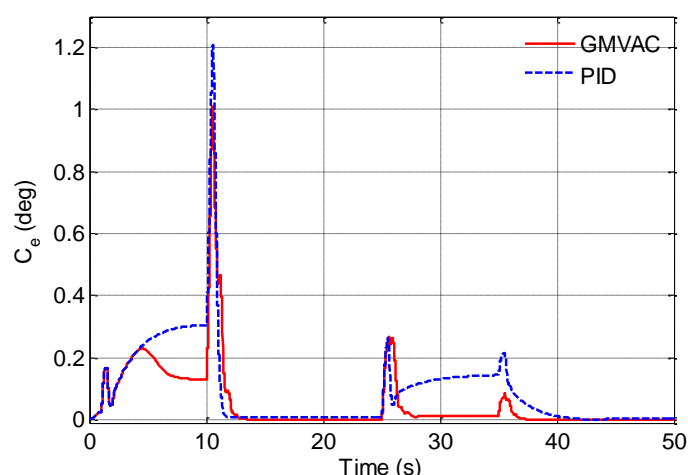


图 4.13 模型参数偏差情况下 GMVAC 的窗口误差性能指标

从图中可以看到，和无拉偏情况相比，在参数拉偏的情况下，大裕度的 CNC 控制器鲁棒性较强，控制性能变化不大，而另外两种方法中过渡过程的跟踪误差明显变大，并在状态变化时出现较大的超调，但 GMVAC 方法稳态的控制精度更高，表明 GMVAC 方法能够较好地应对参数拉偏情况。

(3) 气动干扰情况

对系统施加气动力和力矩干扰，仿真结果分别如图 4.14、图 4.15 所示。从图中可以看到，和无干扰情况相比，在气动干扰的情况下，大裕度的 CNC 控制器的控制性能依然变化不大，而另外两种方法的跟踪误差波动较为明显，但 GMVAC 的控制性能较普通 PID 依然有较好的改善，表明 GMVAC 方法能够很好地应对外界干扰情况。

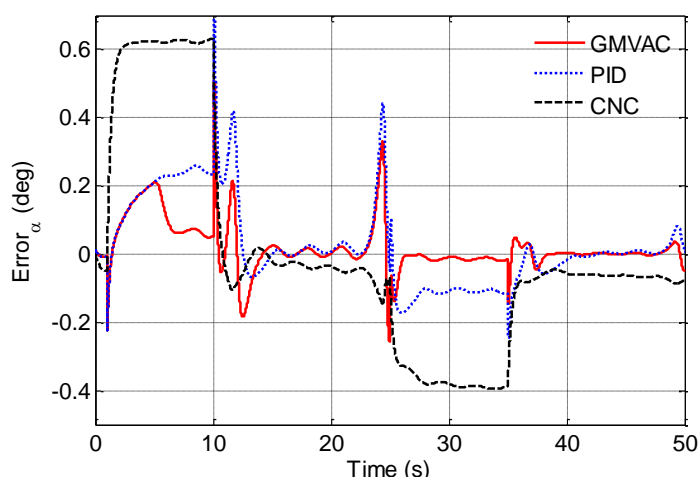


图 4.14 气动干扰情况下 GMVAC 的控制误差

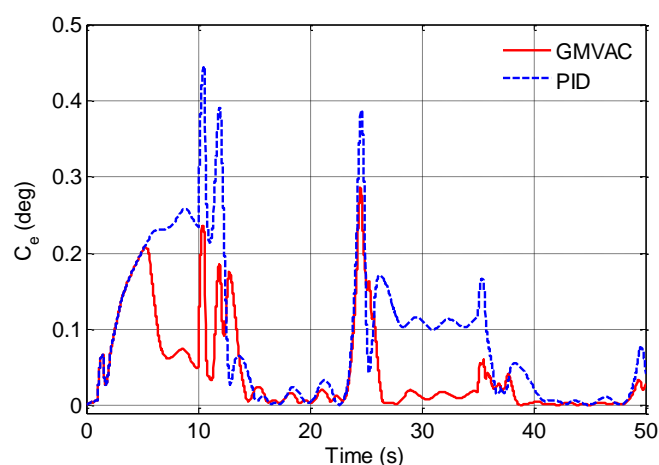


图 4.15 气动干扰情况下 GMVAC 的窗口误差性能指标

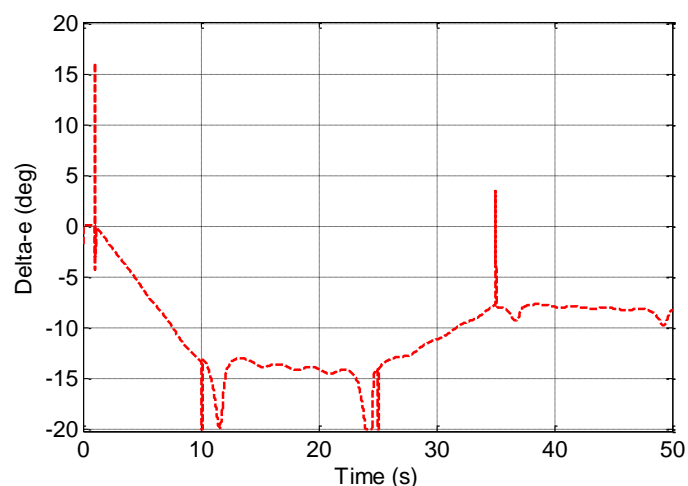


图 4.16 气动干扰情况下 GMVAC 的控制舵偏量

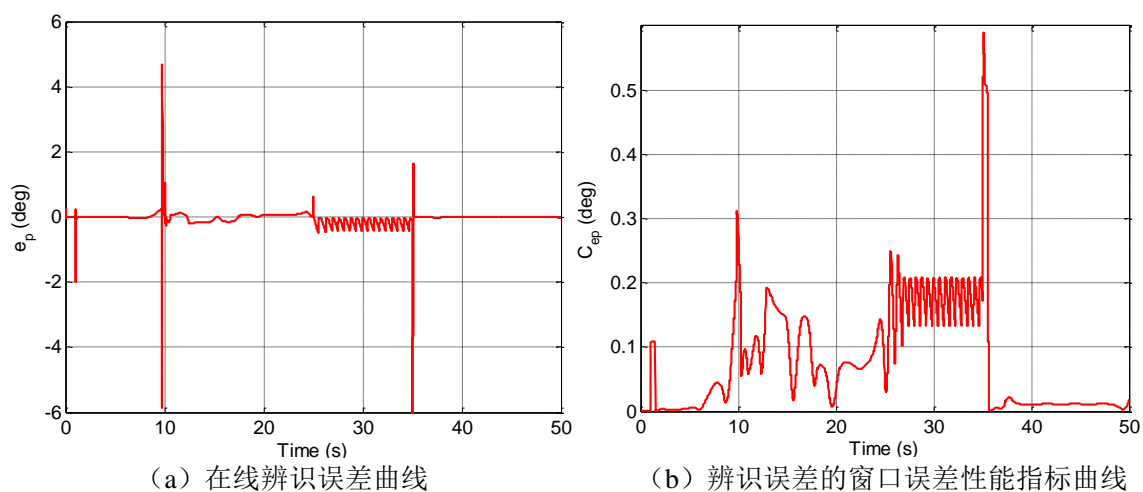


图 4.17 GMVAC 控制中神经网络的在线辨识性能

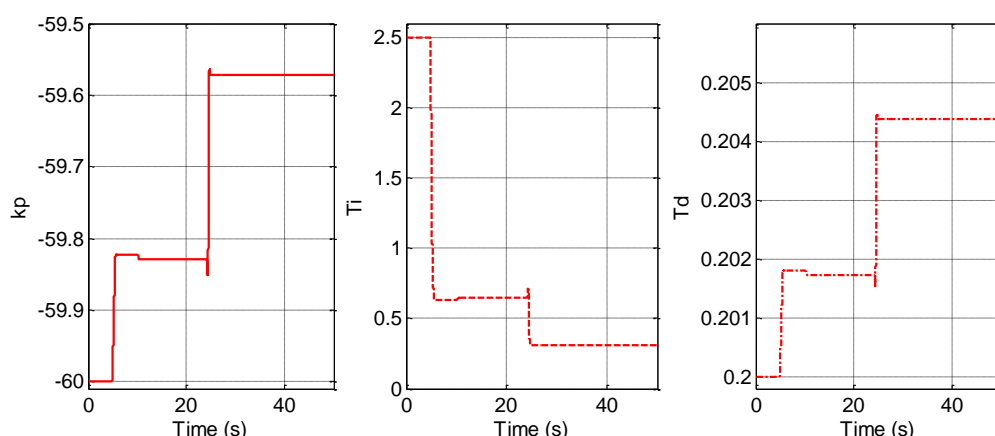


图 4.18 气动干扰情况下控制器参数的自适应情况

以存在气动干扰情况下的系统为例，进一步考察系统内部的其他状态量变化情况。系统的控制舵偏如图 4.16 所示，可知，GMVAC 产生的控制舵偏变化较为平滑，在系统状态变化瞬间能迅速响应；神经网络的在线辨识性能如图 4.17 所示，可以看出前文中所分析的辨识误差尖刺问题得到较好的改善，在线辨识精度维持在 0.2 度左右。利用辨识模型得到的线性化系数对控制器参数的自适应调整情况如图 4.18 所示，可以看出控制参数根据控制性能的情况自适应地调节，调整过程较平滑。

综上对三种情况情况的仿真分析，验证了本章中所提出的基于神经网络即时线性化的自适应控制方案的可行性，并且通过与传统方法的对比，也表明所设计的基于广义最小方差的自适应控制方法的优越性。

4.5 本章小结

针对飞行器姿态跟踪控制系统的综合控制性能的提高，本章从模型辨识的角度给出了基于神经网络即时线性化的自适应控制方案的研究过程。首先，介绍了基于神经网络的系统辨识和即时线性化技术的基本理论；然后针对具体的飞行器动力学模型，分析其特征模型，并对纵向通道的飞行特性进行离线与在线的辨识设计；最后，基于辨识得到的即时线性化模型设计了基于广义最小方差最优控制的自适应控制律。通过对无偏差或干扰、模型参数偏差和气动干扰三种情况下的全弹道飞行仿真，仿真结果与第三章设计的校正网络控制、普通 PID 控制方法进行了对比，验证了所设计的基于神经网络即时线性化的自适应控制方案对提升飞行控制系统综合控制性能的可行性和有效性，为传统基于线性模型的飞行控制设计提供了一种新的思路。

5 基于改进预设性能控制的滑模控制

5.1 引言

前面第三四章中分别从控制性能评估和模型辨识的角度设计了相应的自适应控制，主要基于线性模型进行控制设计，达到改善系统综合控制性能的目的。这些逆向的思路均有所依赖：基于在线性能评估的增益自适应控制方案依赖于在线性能评估结果，基于神经网络即时线性化的自适应控制方案依赖于辨识所得的即时线性化模型。为了克服这种局限，考虑一种提高系统综合控制性能的正向解决思路：直接预先设定好关于系统暂态和稳态控制性能的指标（如最大超调量、误差收敛速率、稳态误差等），然后设计控制器使得系统在保证稳定的前提下满足所设定的控制性能指标，这一思路即是预设性能控制的核心思想。和重点关注闭环系统稳定性和鲁棒性的常规非线性控制方法不同，预设性能控制的控制目标是设计一个控制器保证闭环系统的所有信号有界，并且系统的输出能够以预先设定的性能跟踪期望的输入信号，即控制误差不仅有界还要满足设定的瞬态性能，这对控制系统提出较高的要求。因此本章的研究目标是：针对飞行器姿态跟踪控制系统，从非线性鲁棒控制的角度，在预设性能控制理论框架下设计具有预设控制性能的非线性控制器。

5.2 基础理论介绍

5.2.1 预设性能控制

所谓预设性能，即是在保证跟踪误差收敛到一个指定的小的区域的同时，保证收敛速率和最大超调量均满足预先设定的指标，这对系统的稳态性能和瞬态性能同时做出了限定，主要通过选取合适的性能函数和误差变换函数来实现^[54]。

（1）性能函数

首先，引入性能函数对系统的瞬态和稳态控制性能进行设定。定义光滑连续的函数 $\rho(t): \mathbf{R}^+ \rightarrow \mathbf{R}^+$ 称之为性能函数，满足：1) $\rho(t)$ 是正的且严格递减；2) $\lim_{t \rightarrow \infty} \rho(t) = \rho_\infty > 0$ 。对于跟踪控制误差 $e(t) = y(t) - y_d(t)$ ，系统预设的控制性能可用如下的不等式约束表示：

$$-k_L \rho(t) < e(t) < k_U \rho(t) \quad \begin{cases} k_L = M, k_U = 1 & e(0) \geq 0 \\ k_L = 1, k_U = M & e(0) \leq 0 \end{cases} \quad (5.1)$$

其中, $M \in (0, 1]$ 为可调节的超调指标。将上式转化为相应的示意图可由图 5.1 表示。可知, 在该不等式的约束下, 控制误差曲线 (以 $e(0) \geq 0$ 的情况为例说明) 被限制在 $-M\rho(t)$ 和 $\rho(t)$ 所包围的区域之中。同时, 由于性能函数 $\rho(t)$ 的递减特性, 误差 $e(t)$ 会迅速收敛到一个以 ρ_∞ 为上界的 0 的邻域内, 而误差的收敛速度不会小于 $\rho(t)$ 的衰减速度, 误差的最大超调不会大于 $M\rho(t)$ 。因此, 根据误差的稳态和瞬态性能的需求, 选择合适的性能函数 $\rho(t)$ 和超调指标 M 便能对系统的综合性能预先进行设定。

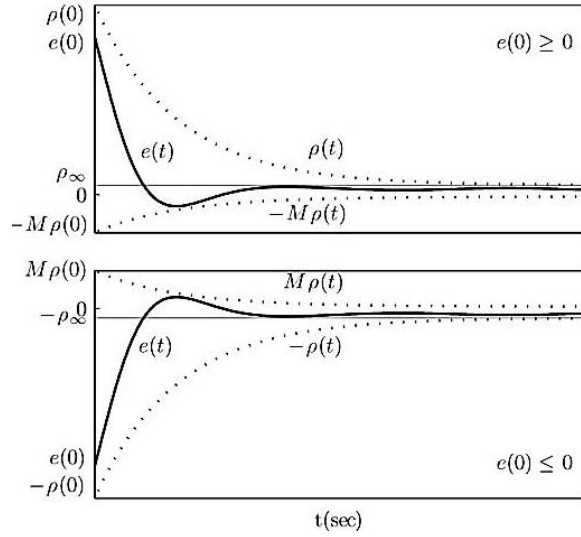


图 5.1 性能函数约束下的误差变化示意图

(2) 误差变换函数

由于不等式约束(5.1)在控制器设计过程中不易处理, 因此为了将不等式约束转化为等式约束, 引入光滑误差变换函数 $S(\varepsilon)$ 满足:

$$e(t) = \rho(t)S(\varepsilon) \quad (5.2)$$

同时, $S(\varepsilon)$ 具有性质: 1) 可逆且严格递增; 2) 满足如下映射关系:

$$\begin{cases} S: (-\infty, \infty) \rightarrow (-M, 1) & e(0) \geq 0 \\ S: (-\infty, \infty) \rightarrow (-1, M) & e(0) \leq 0 \end{cases} \quad (5.3)$$

由 $S(\varepsilon)$ 和 $\rho(t)$ 的性质, 易知不等式约束(5.1)成立。于是, 可得变换后的误差

$$\varepsilon(t) = S^{-1}(x(t)) = T_1(x(t)) \quad (5.4)$$

其中, $T(\bullet)$ 是 $S(\bullet)$ 的逆函数, $x(t) = e(t)/\rho(t)$ 。

在误差变换函数的作用下, 变换后的误差曲线示意图可用图 5.2 表示。由图可知, 对于变换后的误差 $\varepsilon(t)$, 若能保证 $\varepsilon(t)$ 有界, 则系统满足式(5.1)所给出的性能约束。可知误差的变换只是改变了误差的约束形式, 并不影响对系统性能的设定值。因此, 控制器的设计目标变为: 保证变换后的误差 $\varepsilon(t)$ 的有界性。

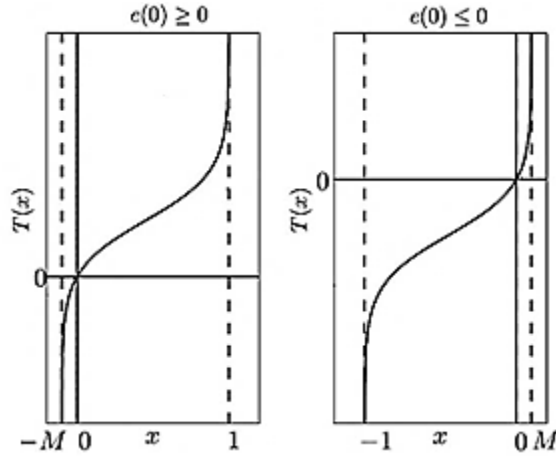


图 5.2 误差变换示意图

5.2.2 滑模变结构控制

作为一种非线性鲁棒控制方法，滑模控制的控制器结构可根据系统的当前状态动态地变化，迫使系统按照所设计的滑动模态运动，而滑动状态下的系统对控制对象的参数摄动和外界扰动不敏感，因此具有较强的鲁棒性。滑模控制器的设计问题主要围绕三个方面：滑动模态设计、控制律设计和抑制抖振^[84]。

(1) 滑动模态设计

对于一般的控制系统

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad x \in \mathbf{R}^n \quad (5.5)$$

在该系统的状态空间中，存在一个超曲面 $s(x) = s(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0$ ，称之为滑模面。当系统运动点到达滑模面附近区域而始终不离开，则系统状态在该区域的运动即可称为“滑模运动”。为了保证系统能进入滑模面，当系统状态运动到滑模面附近时需要保证如下的到达条件：

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \dot{s} \leq 0 \quad (5.6)$$

对于跟踪控制系统，滑模面上的切换函数通常选取为跟踪控制误差的函数：

$$\sigma(t) = ce(t) + \dot{e}(t) \quad (5.7)$$

其中， $e(t)$ 和 $\dot{e}(t)$ 分别为跟踪控制误差和误差变化率， $c > 0$ 为收敛速率因子。

当系统状态处于滑模面上时，有 $\sigma(t) = 0$ ，求解可得误差的收敛结果为

$$e(t) = e(0) \exp(-ct) \quad (5.8)$$

可知误差随时间按指数收敛到 0，收敛的快慢取决于收敛速率因子 c 。因此，可知若通过设计适当的控制律，使滑模变量 $\sigma(t)$ 趋近于 0，则当 $t \rightarrow \infty$ 时，系统的跟踪误差也将收敛到 0。

滑模可达条件仅能够保证系统状态从空间任意点运动到滑模面，却没有限制趋近运动的具体轨迹，因此为了是趋近过程具有良好动态，广泛使用的设计思路是，事先设计适当的趋近律，然后基于趋近律设计满意的滑模控制律。最基本的趋近律为等速趋近律：

$$\dot{\sigma} = -k_1 \text{sign}(\sigma) \quad k_1 > 0 \quad (5.9)$$

其中， k_1 为趋近速率。易知，按照该趋近律，滑模变量以不变的速度收敛，且 k_1 越大，收敛就越快。在常数趋近律的基础上增加比例项，可得到指数趋近律：

$$\dot{\sigma} = -k_1 \text{sign}(\sigma) - k_2 \sigma \quad k_1 > 0, k_2 > 0 \quad (5.10)$$

其中， k_2 决定指数收敛的快慢。按照此趋近律，滑模变量从较大值迅速收敛到 0 附近，然后按在照等速趋近律进一步收敛到 0。在常数趋近律的基础上乘以幂次项，可得到幂趋近律：

$$\dot{\sigma} = -k_3 |\sigma|^\nu \text{sign}(\sigma) \quad k_3 > 0, 0 < \nu < 1 \quad (5.11)$$

通过调整上式中的幂次 ν 值，同样能够保证滑模变量较大时快速收敛，较小时降低控制增益，从而降低抖振。

(2) 控制律设计

滑模控制的基本问题是，根据所确立的切换函数 $\sigma(x)$ ，设计控制函数 $u(x)$ ，使得系统在满足滑模运动的可达性条件下做滑模运动，同时还要保证系统的稳定性。

以如下的二阶非线性时变跟踪系统为例，设计基本的滑模控制律。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x, t) + b(x, t)u + \Delta d(x, t) \end{cases} \quad (5.12)$$

其中， $x = [x_1, x_2]^T$ 为系统状态量； u 分别为系统的输出和控制输入； $f(x, t), b(x, t)$ 为系统状态和时间的连续函数； $\Delta d(x, t)$ 为总的不确定的干扰。

选取系统输出 $y = x_1$ ，对于二阶可微的期望 y_d ，定义系统的跟踪误差 $e = y - y_d$ 。控制律的设计目的是使系统跟踪误差为 0，因此选取式(5.7)所示的滑模切换函数，求导可得：

$$\begin{aligned} \dot{\sigma} &= c\dot{e} + \ddot{e} \\ &= c(x_2 - \dot{y}_d) + f(x, t) + b(x, t)u + \Delta d(x, t) - \ddot{y}_d \end{aligned} \quad (5.13)$$

若选取指数趋近律(5.10)来设计控制律，可求得控制律如下：

$$u = b(x, t)^{-1} (-k_1 \text{sign}(\sigma) - k_2 \sigma - cx_2 - f(x, t) - \Delta d + c\dot{y}_d + \ddot{y}_d) \quad (5.14)$$

由于上式中的干扰项 Δd 未知，导致控制律无法实现。因此假设干扰的范围为：

$$d_L \leq \Delta d \leq d_U \quad (5.15)$$

其中, d_L, d_U 分别为干扰的上下界。于是, 设计干扰的控制项 d_c 如下:

$$d_c = d_1 + d_2 \text{sign}(\sigma) \quad d_1 = \frac{d_U + d_L}{2}; d_2 = \frac{d_U - d_L}{2} \quad (5.16)$$

所设计的控制律化为:

$$u = b(x, t)^{-1} (-k_1 \text{sign}(\sigma) - k_2 \sigma - cx_2 - f(x, t) - d_c + c\dot{y}_d + \ddot{y}_d) \quad (5.17)$$

为证明系统的稳定性, 选取 Lyapunov 函数 $V = \sigma^2/2$, 对该式求导可得:

$$\dot{V} = \sigma \dot{\sigma} = \sigma (-k_1 \text{sign}(\sigma) - k_2 \sigma + \Delta d - d_c) \quad (5.18)$$

讨论滑模变量 σ 的正负对 \dot{V} 的影响:

$$\begin{cases} \dot{V} = \sigma (-k_1 - k_2 \sigma + \Delta d - d_U) < 0 & (\sigma > 0) \\ \dot{V} = \sigma (k_1 - k_2 \sigma + \Delta d - d_L) < 0 & (\sigma < 0) \end{cases} \quad (5.19)$$

可知, 控制律始终能够保证 \dot{V} 的负定, 即系统始终能够稳定。

(3) 抑制抖振

分析式(5.17)所示的控制律, 可以将控制量分为连续的等效控制量 u_{eq} 和离散的切换控制量 u_{sw} , 即:

$$\begin{aligned} u &= u_{eq} + u_{sw} \\ u_{eq} &= b(x, t)^{-1} (-cx_2 - f(x, t) + c\dot{y}_d + \ddot{y}_d - d_1) \\ u_{sw} &= -b(x, t)^{-1} (k_1 \text{sign}(\sigma) + k_2 \sigma + d_2 \text{sign}(\sigma)) \end{aligned} \quad (5.20)$$

正是由于离散控制量的作用, 系统将不同程度地出现抖振的问题, 这是滑模控制在实际应用中的障碍。为了削弱抖振影响, 常用的方法是对符号函数进行处理。

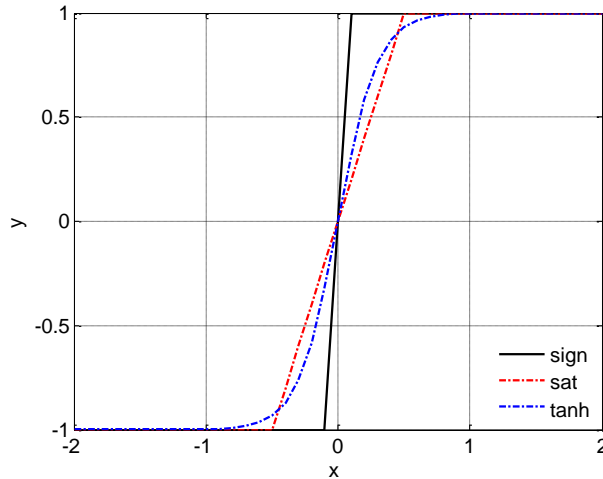


图 5.3 三种函数的对比 ($\kappa=0.5, a=0.3$)

用饱和函数 $\text{sat}(\sigma)$ 或双曲正切函数 $\tanh(\sigma/a)$ 替代符号函数进行切换。三种函数的曲线对比如图 5.3 所示。

$$\text{sat}(\sigma) = \begin{cases} 1 & \sigma > \Delta k \\ \sigma/\Delta k & |\sigma| \leq \Delta k \\ -1 & \sigma < -\Delta k \end{cases}; \quad \tanh\left(\frac{\sigma}{a}\right) = \frac{e^{\sigma/a} - e^{-\sigma/a}}{e^{\sigma/a} + e^{-\sigma/a}} \quad (5.21)$$

除此之外, 还有对控制信号进行滤波、设计干扰观测器或使用智能控制方法补偿系统的不确定和干扰等复杂方法^[85], 这里不过多介绍。

5.3 具有预设性能的双环控制器

对于飞行器姿态跟踪控制系统, 需要设计控制器保证姿态角的跟踪误差满足预先设定的瞬态和稳态性能要求。因此, 按照前文 2.4 小节中快慢回路控制的研究思路, 设计基于预设性能控制理论的双环控制结构框图如图 5.4 所示。

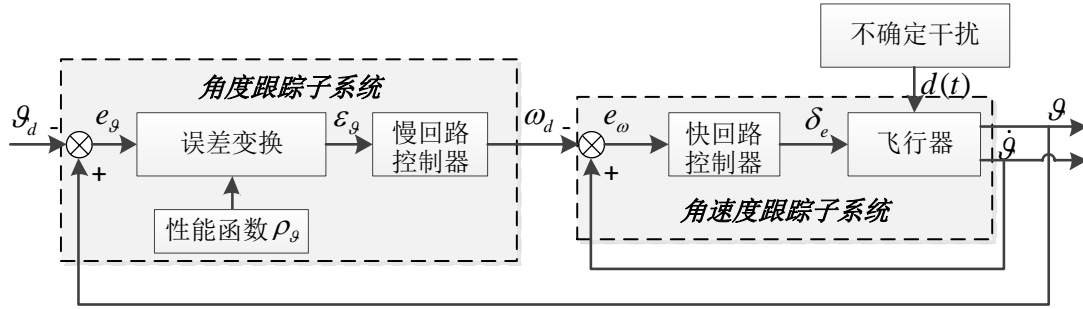


图 5.4 基于预设性能控制理论的双环控制结构框图

针对系统的角度控制(慢回路)和角速度控制(快回路)分别设计子控制系统。由于内回路具有较快的响应速度, 因此内环回路中直接针对角速度误差设计滑模控制律, 保证角速度的控制有较快的收敛速率, 进而将内回路作为整个系统的内在成分, 再设计角度跟踪系统。为了保证角度跟踪控制的综合控制性能, 外回路中通过引入预设性能函数并利用误差变换函数将实际控制误差 $e(t)$ 变换为虚拟误差 $\varepsilon(t)$, 然后针对虚拟误差 $\varepsilon(t)$ 设计滑模控制器保证变换后的系统误差的有界性。

5.3.1 性能函数与误差变换

(1) 常规的性能函数和误差变换

当前大多数预设性能控制的相关研究中^[86,87], 通常以式(5.1)所示的性能约束形式进行设计。通常选取的性能函数为:

$$\rho(t) = (\rho_0 - \rho_\infty) \exp(-lt) + \rho_\infty \quad (5.22)$$

其中, ρ_0 是起始误差的限制; ρ_∞ 是稳态误差的限制; l 是误差收敛速率的限制, 均为可以设定的控制性能参数。相应地, 通常选取误差变换函数形式如下:

$$T_1(x(t)) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{k_L k_U + k_U x(t)}{k_L k_U - k_U x(t)} \right) \quad (5.23)$$

$$x(t) = e(t)/\rho(t)$$

且有：

$$\begin{aligned} \dot{T}_1(t) &= \frac{1}{2\rho(t)} \left(\frac{1}{k_L + x(t)} - \frac{1}{x(t) - k_U} \right) \cdot \left(\dot{e}(t) - \frac{e(t)\dot{\rho}(t)}{\rho(t)} \right) \\ &= \bar{T}_{d1}(e, t)\dot{e} + \bar{T}_{c1}(e, t) \end{aligned} \quad (5.24)$$

$$\text{其中, } \bar{T}_{d1}(e, t) = \frac{(1/(k_L + x(t)) - 1/(x(t) - k_U))}{2\rho(t)}; \quad \bar{T}_{c1}(e, t) = -\bar{T}_{d1}(e) \frac{e(t)\dot{\rho}(t)}{\rho(t)}.$$

(2) 改进的性能函数和误差变换

由式(5.1)可知，常规的预设性能控制所选取的性能约束和误差变化函数均和系统初始误差 $e(0)$ 的正负有关，这意味着，系统的初始误差要作为先验知识用于设计。但这种常规的性能约束方案，不仅使设计复杂，而且对于某些无法准确获取系统的初始误差的情况，其应用将受到限制。因此，如何设定不依赖于初始误差的性能约束是一个重要的问题。在相关研究中，文献中^[88]提出一种变参数的方案，该方案虽然统一了约束函数的形式，但要根据误差修改约束函数中的参数，没有从根本上解决问题。针对这一问题，本文提出一种自适应变约束的新型约束方案。

首先，给出两个连续函数 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ ，并通过引入初始误差的函数构造备选的性能函数 $h_1(t), h_2(t)$ ，具体形式如下：

$$\begin{cases} g_1(t) = (g_{01} - \varsigma/\lambda) \exp(-\lambda t) + \varsigma/\lambda \\ g_2(t) = (g_{02} - \xi/\eta) \exp(-\eta t) + \xi/\eta \end{cases}; \quad \begin{cases} h_1(t) = -\tanh(e_0/a) g_1(t) \\ h_2(e(t), t) = \tanh(e_0/a) g_2(t) \end{cases} \quad (5.25)$$

然后，利用这两个函数分别构造系统的下界和上界性能约束函数 $\rho_L(t)$ 和 $\rho_U(t)$ ：

$$\rho_L(t) = \min\{h_1(t), h_2(t)\} \quad \rho_U(t) = \max\{h_1(t), h_2(t)\} \quad (5.26)$$

从而，性能约束形式为

$$\rho_L(t) < e(t) < \rho_U(t) \quad (5.27)$$

对该性能约束方案中各性能参数的说明如下：约束中初始误差的双曲正切函数 $\tanh(e_0/a)$ 记为自适应变约束项 r 。该项的作用有两个：

1) 由于 \tanh 函数具有类似 sign 函数的正负特性，初始误差的正负情况通过该函数间接反映，无需再单独考虑和讨论，从而解决了常规约束方案下对初始误差的依赖性问题；

2) 对于误差变化规律未知的系统, 性能约束常常使用估计的边界加以限制, 这可能会使所设计的性能约束过于宽泛。引入该自适应约束项后, 对于不同大小的初始误差, 该项对约束限制进行比例缩放, 当误差较小时, 性能约束也相应变小, 因此能够进一步提高控制的性能。

故在设定参数性能时, 只需要设定最大可能的初始误差 g_{01} 和 g_{02} 以及允许的最大稳态误差 ς/λ 和 ξ/η , 通过合理选取参数 a 的大小可以改变该项对初始误差大小的敏感性。引入自适应约束项的性能函数曲线随初始误差的变化情况的示意图如图 5.5 中的所示。

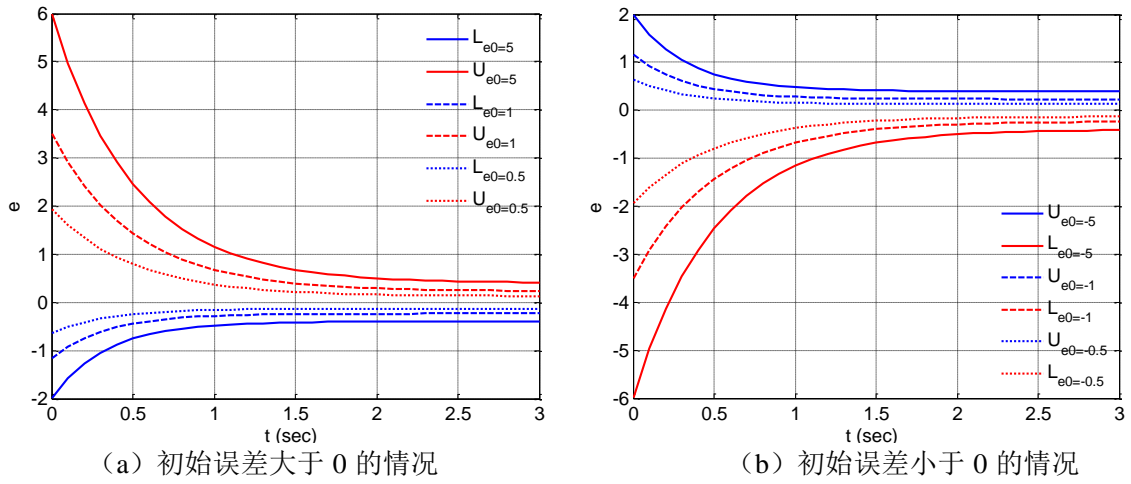


图 5.5 改进的性能函数随误差的变化情况

此外, 误差的收敛速率分别由参数 λ 和 η 决定; 误差的最大超调由相应的误差界限限制; 误差的最大稳态误差为 $\max\{\varsigma/\lambda, \xi/\eta\}$ 。

基于不等式(5.27)的性能约束, 定义虚拟误差 $\varepsilon(t)$, 其与实际误差 $e(t)$ 之间的映射关系为 $T_2(\bullet)$, 满足

$$\varepsilon(t) = T_2(e(t), \rho_U(t), \rho_L(t)) = \ln \left(\frac{\kappa(t)}{1 - \kappa(t)} \right) \quad (5.28)$$

$$\kappa(t) = (e(t) - \rho_L(t)) / (\rho_U(t) - \rho_L(t))$$

由上式可知, $\varepsilon(t)$ 连续可导:

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}(t) &= \frac{1 - \kappa(t)}{\kappa(t)} \left(\frac{(e(t) - \rho_L(t))}{(\rho_U(t) - \rho_L(t))} \right)' = \frac{1 - \kappa(t)}{\kappa(t)} * \left(\frac{\dot{e}}{\rho_U - \rho_L} - \frac{e(\dot{\rho}_U - \dot{\rho}_L)}{(\rho_U - \rho_L)^2} + \frac{\rho_L \dot{\rho}_U - \rho_U \dot{\rho}_L}{(\rho_U - \rho_L)^2} \right) \\ &= \frac{1 - \kappa}{\kappa} * \text{sign}(e_0) \left(\frac{\dot{e}}{r(g_2 + g_1)} - \frac{e^*(g_2' + g_1')}{r(g_2 + g_1)^2} + \frac{(g_2 g_1' - g_1 g_2')}{(g_2 + g_1)^2} \right) \\ &= \bar{T}_{d2}(e, t) \dot{e} + \bar{T}_{c2}(e, t) \end{aligned} \quad (5.29)$$

其中,

$$\bar{T}_{d2}(t) = \frac{\text{sign}(e_0)g_n}{rg_o}; \quad \bar{T}_{c2}(e,t) = \frac{\text{sign}(e_0)g_n}{g_o^2} \left(-\frac{g_o'}{r}e + g_p \right) \quad (5.30)$$

$$g_n = (1 - \kappa(t))/\kappa(t); \quad g_o = g_1 + g_2; \quad g_p = (g_2g_1' - g_1g_2'); \quad r = \tanh(e_0/a)$$

对于虚拟控制误差, 式(5.28)的逆变换形式为:

$$\kappa(t) = \exp(\varepsilon(t))/(1 + \exp(\varepsilon(t))) \quad (5.31)$$

若保证虚拟误差 $\varepsilon(t)$ 有界, 即存在一个有界常数 $\bar{\varepsilon} \in \mathbf{R}^+$, 使得 $|\varepsilon(t)| \leq \bar{\varepsilon}$, 则有:

$$0 < \frac{\exp(-\bar{\varepsilon}^*)}{1 + \exp(-\bar{\varepsilon}^*)} < \kappa(t) < \frac{\exp(\bar{\varepsilon}^*)}{1 + \exp(\bar{\varepsilon}^*)} < 1 \quad (5.32)$$

将式(5.28)带入上式可得:

$$0 < \frac{e(t) - \rho_L(t)}{\rho_U(t) - \rho_L(t)} < 1 \Rightarrow \rho_L(t) < e(t) < \rho_U(t) \quad (5.33)$$

由上述推导过程可知, 在所选取的误差变换函数的作用下, 只要保证变换后的虚拟误差有界, 系统实际的控制误差就能够满足预先设定的性能。因此, 在后续控制器设计过程中, 将使用虚拟误差 $\varepsilon(t)$ 进行设计, 保证其绝对有界即可。

5.3.2 性能约束重启的控制策略

考虑处于稳态状态的系统突然受到较大的外部扰动、参考指令快速变化或者系统内部突然出现故障等状况, 均可能导致系统的控制误差突然变大而超出所设定约束的限制。由误差变换式(5.23)或式(5.28)可知, 当误差超出约束的限制时, 会出现对负数求对数的现象, 使得变换后的误差呈现复数形式, 这在实际应用中是不合理的, 很可能导致系统的发散。

为了避免上述情况的发生, 提出一种“重启性能约束”的控制策略: 首先针对该系统给出一个“误差收敛周期”的概念: 系统在性能约束的限制下, 控制误差从初始的较大误差状态逐渐收敛, 直到当误差由于某些因素而超出当前设定的约束的一段时间, 称之为一个控制误差的收敛周期。系统的整个运行时间便由多个收敛周期组成。所谓“性能约束的重启”, 即是结束当前收敛周期, 开启新的收敛周期的过程, 从而迫使控制误差重新收敛到稳态误差界内。

在能够保证系统稳定的前提下, 当受扰动系统的控制误差超出所设定的约束界时, 则认为当前所设定的约束与系统不再匹配, 需要重新设定。约束的重启过程主要包括: 收敛计时时间复位 ($t_r = 0$) 和根据当前误差大小自适应地重新设定新的约束, 之后系统便进入新的收敛周期。该控制策略的具体实施流程如图 5.6 所示。

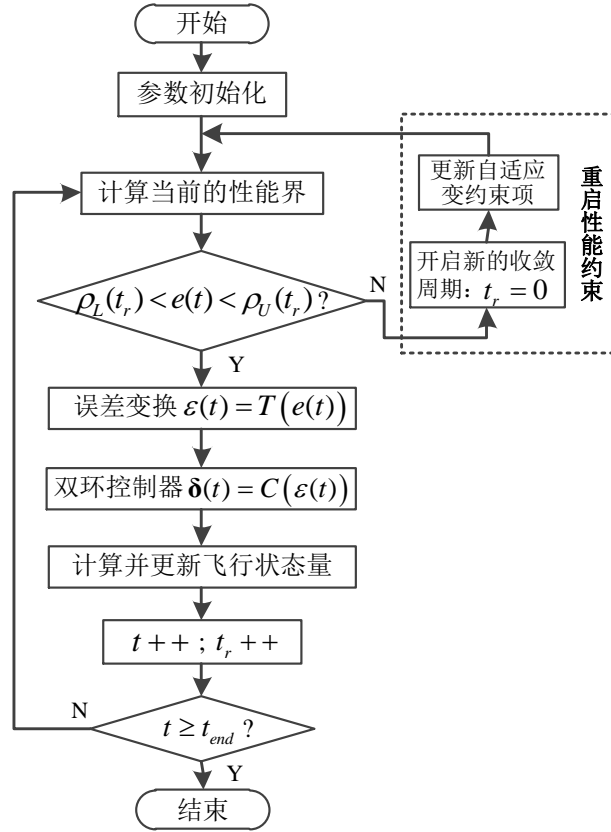


图 5.6 “重启性能约束”控制策略流程图

5.3.3 内外环控制器设计

重写飞行器的简化仿射非线性模型式(2.44)如下:

$$\begin{aligned}\dot{\Theta} &= \mathbf{g}_s \omega + \Delta_s \\ \dot{\omega} &= \mathbf{g}_f U + \mathbf{f}_f(\omega) + \Delta_f\end{aligned}\quad (5.34)$$

其中, $\Theta = [\alpha, \beta, \mu]^T$ 为姿态角向量; $\omega = [q, r, p]^T$ 为姿态角速率向量, $U = [\delta_e, \delta_a, \delta_r]^T$ 为实际舵偏向量。 $\mathbf{g}_s, \mathbf{g}_f$ 为相应的状态系数矩阵, Δ_s, Δ_f 为等效的干扰与不确定项。

设姿态角和姿态角速率期望均为二阶可微的连续信号, 记为 $\Theta_d = [\alpha_d, \beta_d, \mu_d]^T$ 和 $\omega_d = [q_d, r_d, p_d]^T$ 。定义姿态角和姿态角速率的跟踪误差矢量分别为:

$$\begin{aligned}\mathbf{e}_\Theta &= \Theta - \Theta_d = [e_\alpha, e_\beta, e_\mu]^T \\ \mathbf{e}_\omega &= \omega - \omega_d = [e_q, e_r, e_p]^T\end{aligned}\quad (5.35)$$

针对这两类跟踪误差, 按照图 5.4 所示的基于预设性能控制理论的双环控制结构框图分别设计控制器使误差满足性能要求。

首先, 对于外环角度控制, 按照误差转换关系式(5.28), 可得虚拟控制误差为:

$$\varepsilon_\Theta = T_1(\mathbf{e}_\Theta) = [\varepsilon_\alpha, \varepsilon_\beta, \varepsilon_\mu]^T \quad (5.36)$$

针对虚拟控制误差, 设计积分滑模控制器。定义积分滑模面形式如下:

$$\sigma_I(t) = \varepsilon_*(t) + c_o \int_0^t \varepsilon_*(t) dt \quad (5.37)$$

其中, $c_o > 0$ 为积分系数, $\varepsilon_*(t)$ 为相应项的虚拟控制误差。当系统进入滑动模态时, 满足 $\sigma_I(t) = 0$, 此时, 虚拟误差 $\varepsilon_*(t)$ 以指数渐进收敛, 从而保证了 $\varepsilon_*(t)$ 的有界性。

使用趋近律的设计方法设计滑模控制律。选取指数趋近律, 即:

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_I(t) &= \dot{\varepsilon}_*(t) + c_o \varepsilon_*(t) \\ &= \bar{T}_{d1}(\mathbf{e}_\Theta) \left(\mathbf{g}_s \boldsymbol{\omega}_v + \Delta_s - \dot{\boldsymbol{\Theta}}_d \right) + \bar{T}_{c1}(\mathbf{e}_\Theta) + c_o T_1(\mathbf{e}_\Theta) \\ &= -k_1 \text{sign}(\sigma_I) - k_2 \sigma_I \end{aligned} \quad (5.38)$$

设计角度跟踪控制器形式如下:

$$\boldsymbol{\omega}_v = \left(\bar{T}_d(\mathbf{e}_\Theta) \mathbf{g}_s \right)^{-1} \left(\bar{T}_d(\mathbf{e}_\Theta)^* (\dot{\boldsymbol{\Theta}}_d - \Delta_{sc}) - \bar{T}_c(\mathbf{e}_\Theta) - c_o T(\mathbf{e}_\Theta) - k_1 \text{sign}(\sigma) - k_2 \sigma \right) \quad (5.39)$$

其中, Δ_{sc} 为估计的干扰界。选取 Lyapunov 函数 $V = \sigma^2/2$, 对该式求导可得:

$$\dot{V} = \sigma \dot{\sigma} = \sigma \left(-k_1 \text{sign}(\sigma) - k_2 \sigma + \bar{T}_d(\mathbf{e}_\Theta) (\Delta_s - \Delta_{sc}) \right) \quad (5.40)$$

由于只要控制误差始终在所设定的约束界内, 就始终有 $\bar{T}_d(\mathbf{e}_\Theta) > 0$, 利用式(5.16)所示的干扰上下界设置法, 易证始终有 $\dot{V} < 0$ 。但当控制误差超出约束界限时, 系统稳定性无法保证, 此时利用性能约束重启的控制策略自适应更新约束界限, 从而避免误差越界的情况发生, 一定程度上增强了系统的稳定性。

对于内环角速度控制, 同样设计积分滑模面和基于指数趋近律的滑模控制律:

$$\begin{aligned} \sigma(t) &= \mathbf{e}_\omega(t) + c \int_0^t \mathbf{e}_\omega(t) dt \\ \dot{\sigma} &= (\dot{\boldsymbol{\omega}} - \dot{\boldsymbol{\omega}}_d) + c \mathbf{e}_\omega(t) = \mathbf{g}_f U + \mathbf{f}_f(\boldsymbol{\omega}) + \Delta_f - \dot{\boldsymbol{\omega}}_d + c \mathbf{e}_\omega(t) \\ &= -k_1 \text{sign}(\sigma) - k_2 \sigma \end{aligned} \quad (5.41)$$

设计积分滑模控制律如下:

$$U = \mathbf{g}_f^{-1} \left(\dot{\boldsymbol{\omega}}_d - \mathbf{f}_f(\boldsymbol{\omega}) - c_i \mathbf{e}_\omega(t) - \Delta_{fc} - k_3 \text{sign}(\sigma) - k_4 \sigma \right) \quad (5.42)$$

同理, 利用 Lyapunov 函数易证内环系统的稳定性。

此外, 为了设置对照, 设计无预设性能普通双环积分滑模控制器如下:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\omega}_v &= \mathbf{g}_s^{-1} \left(\dot{\boldsymbol{\Theta}}_d - c_0 \mathbf{e}(t) - \Delta_{sc} - k_1 \text{sign}(\sigma) - k_2 \sigma \right) \\ U &= \mathbf{g}_f^{-1} \left(\dot{\boldsymbol{\omega}}_d - \mathbf{f}_f(\boldsymbol{\omega}) - c_i \mathbf{e}(t) - \Delta_{fc} - k_3 \text{sign}(\sigma) - k_4 \sigma \right) \end{aligned} \quad (5.43)$$

按照 5.2.2 小节的推导过程, 设计基本的单环滑模控制器如下:

$$U = \left(\mathbf{g}_s \mathbf{g}_f \right)^{-1} \left(c \dot{\boldsymbol{\Theta}}_d + \ddot{\boldsymbol{\Theta}}_d - \mathbf{g}_s \mathbf{f}_f(\boldsymbol{\omega}) - c \mathbf{g}_s \boldsymbol{\omega} - c \Delta_s - \mathbf{g}_s \Delta_f - k_1 \text{sign}(\sigma) - k_2 \sigma \right) \quad (5.44)$$

关于上述两类控制器的稳定性证明较为简单, 在前文已经有所涉及, 不再赘述。

5.4 仿真验证与分析

利用第二章所搭建的飞行器仿真平台对前文所设计的预设性能控制方法进行仿真分析。仿真分析主要以俯仰通道控制为例，分为三个方面：预设性能控制和普通控制方法的对比分析、改进的预设性能控制方法和传统的预设性能控制方法的对比分析以及改进预设性能滑模的全弹道仿真分析。

5.4.1 常规预设性能控制仿真

首先对无干扰的系统施加阶跃指令进行测试，对比分析基于预设性能的滑模控制方法（PPSMC）、普通单环滑模控制（SSMC）和双环积分滑模控制（DSMC）这三种方法的综合控制性能。为了避免阶跃姿态角指令的不连续性，指令输入时加入时间常数为 0.4s 的一阶滤波器 $2.5/(s+2.5)$ 。通过仿真得到预设性能控制和常规滑模控制的控制误差对比图如图 5.7 所示，相应的控制舵偏对比图如图 5.8 所示。

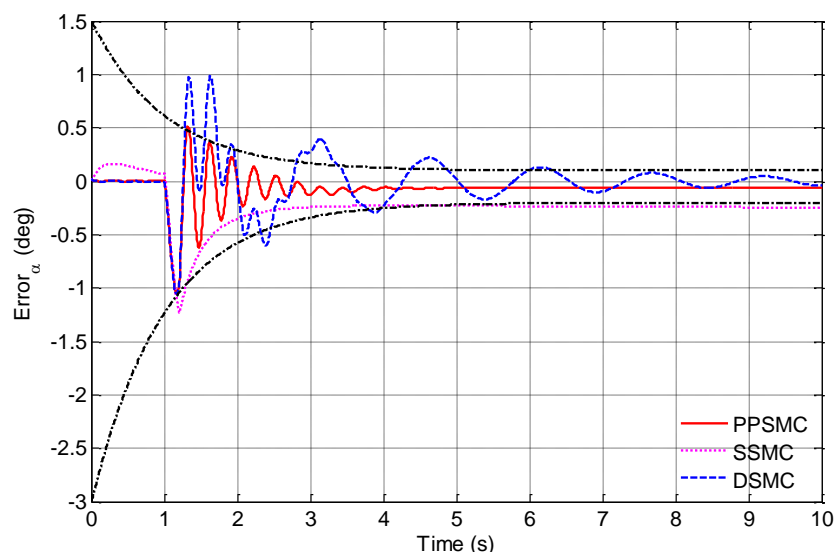


图 5.7 预设性能控制和常规滑模控制的控制误差对比图

从三种方法的仿真结果的对比可知，三种方法均能对系统实现稳定的控制，其中使用 SSMC 的系统的控制舵偏变化较为平滑，且无超调，但误差的调节速度较慢，稳态误差稍大；使用 DSMC 的系统响应迅速，误差较快收敛，但误差的超调较大且到达稳态的调节时间较长；而使用 PPSMC 的系统，则能够按照设定的性能约束，在保证较小超调的同时快速收敛，同时具有较小的稳态误差，综合控制性能最好。从图 5.9 所示的变换后的虚拟控制误差变化曲线图可以看出，变换后的虚拟误差始终有界并同样收敛到 0 附近。

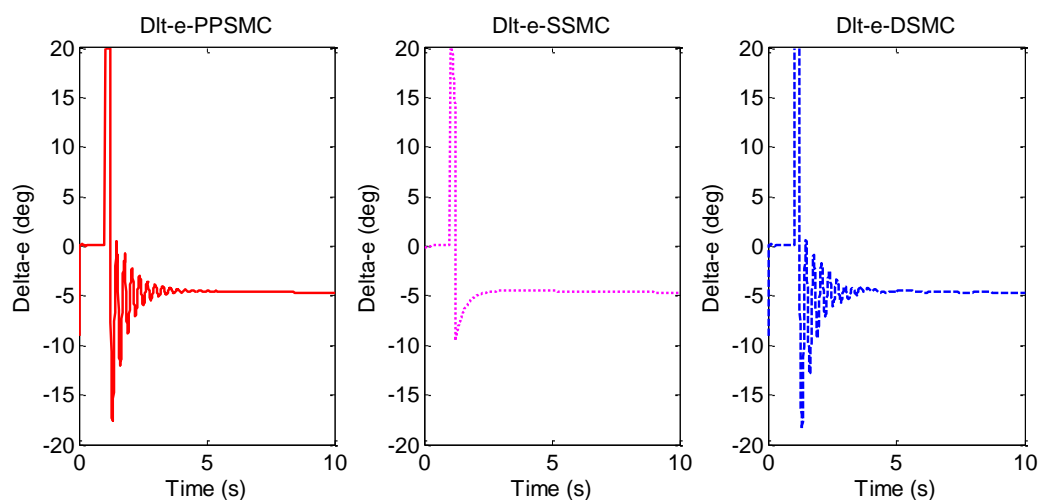


图 5.8 预设性能控制和常规滑模控制的控制舵偏对比图

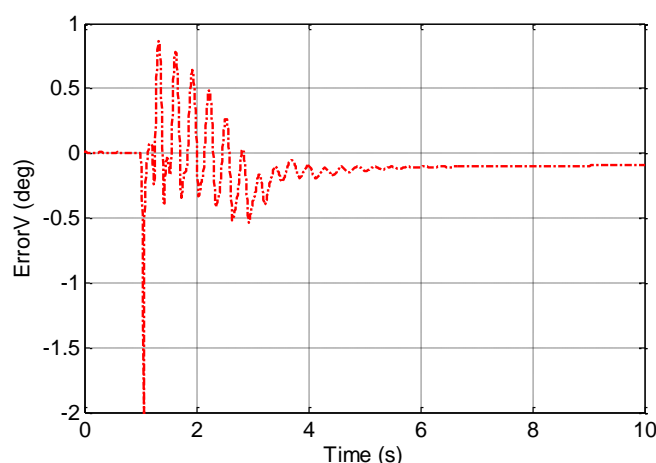


图 5.9 虚拟控制误差变化曲线图

5.4.2 改进方法的仿真

为了说明改进的预设性能控制方法较常规预设性能控制方法的优点，对处于稳态的系统施加不同大小的恒指干扰力矩来模拟可能遇到的风干扰。较小干扰下的常规 PPSMC 和改进后新型的 NPPSMC 的系统控制误差及控制舵偏情况分别如图 5.10 和图 5.11 所示，较大干扰下的改进方案和常规方案的系统控制误差及控制舵偏情况分别如图 5.12 和图 5.13 所示。从图中可看出，对于较小的干扰，常规的 PPSMC 能够维持系统稳定，保证误差始终在设定的约束界内，但当干扰过大，使得系统控制误差突然超出约束的限制时，控制舵偏异常，最终导致系统的控制误差发散。而改进后新型的 NPPSMC，一方面，对于不同大小的误差，约束的设定能够自适应的调整，这就意味着，当系统误差较小时，约束界限也相应较小，能够实现更好的控制性能；另一方面，由于采用性能约束重启的控制策略，当系统受到较大

干扰使得控制误差变大而超出当前设定的约束界时，系统将自适应地重新开启新的收敛周期，迫使误差再次收敛。通过对比可知，改进后的 PPSMC 方法不仅能实现更好的综合控制性能，还具有更强的实用性。

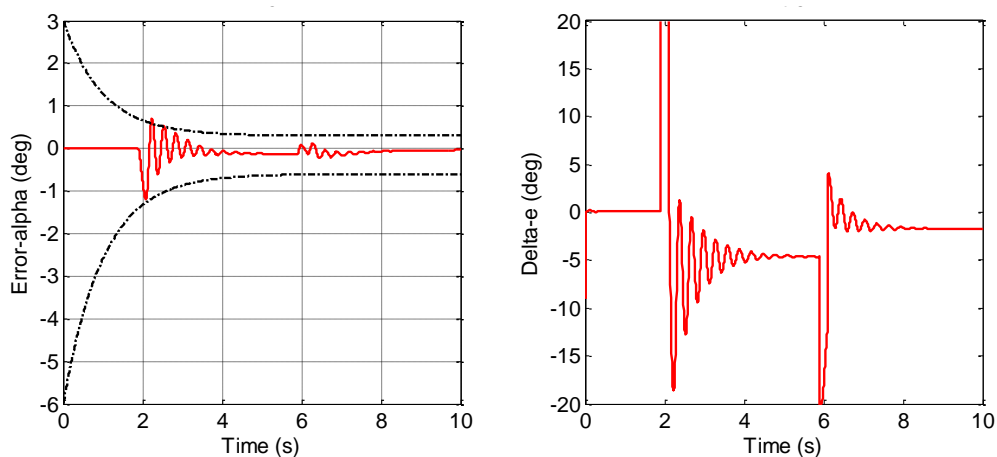


图 5.10 较小干扰下的常规 PPSMC 的系统的控制误差及控制舵偏情况

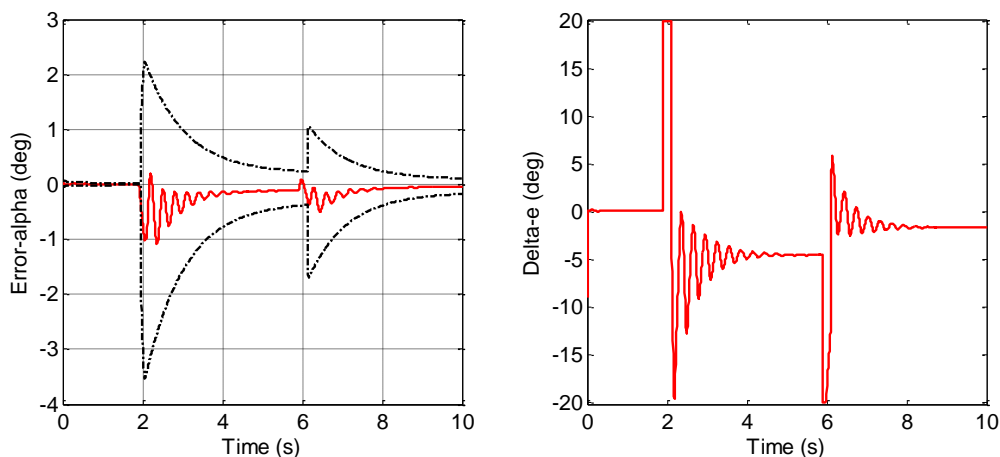


图 5.11 较小干扰下的改进 NPPSMC 的系统的控制误差及控制舵偏情况

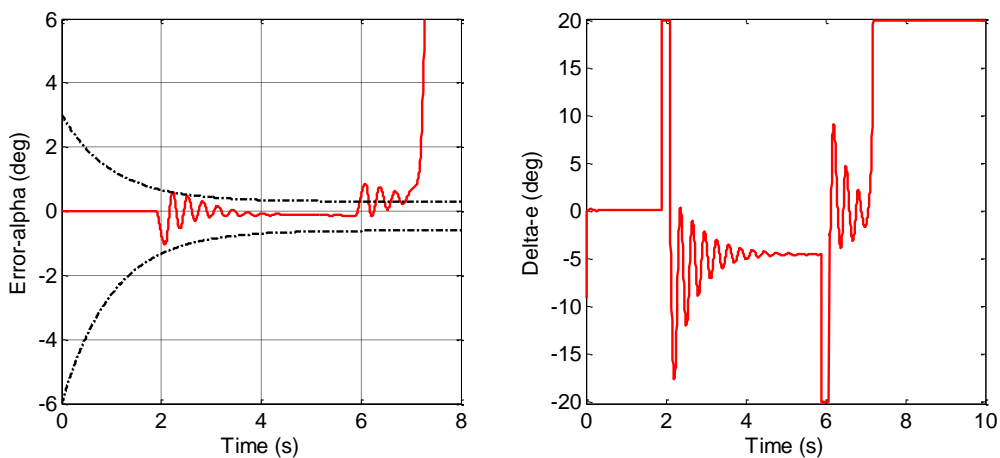


图 5.12 较大干扰下的常规 PPSMC 的系统的控制误差及控制舵偏情况

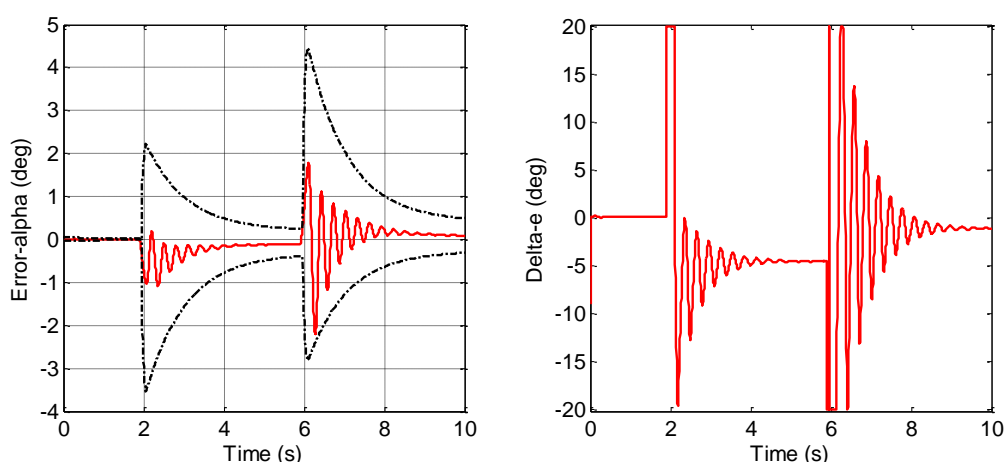


图 5.13 较大干扰下的改进 NPPSMC 的系统的控制误差及控制舵偏情况

5.4.3 全弹道飞行仿真

为了进一步验证所设计的改进的新型预设性能滑模控制方法（NPPSMC）对飞行器姿态跟踪控制的有效性，同样按照 2.5.2 小节所设计的方案飞行控制指令对系统进行全弹道飞行仿真，并分为三种情况进行仿真：无干扰或偏差情况、参数偏差情况、气动干扰情况，偏差和干扰的具体设置同前文式(3.9)和式(3.10)。同时，每种情况的仿真中将新的方法与前文提到的单环滑模控制器（SSMC）以及第三章设计的裕度较大的一级线性校正网络（CNC）等传统的控制方法作对比。通过仿真得到三种情况下的攻角控制误差的对比图分别如图 5.14 至图 5.16 所示。

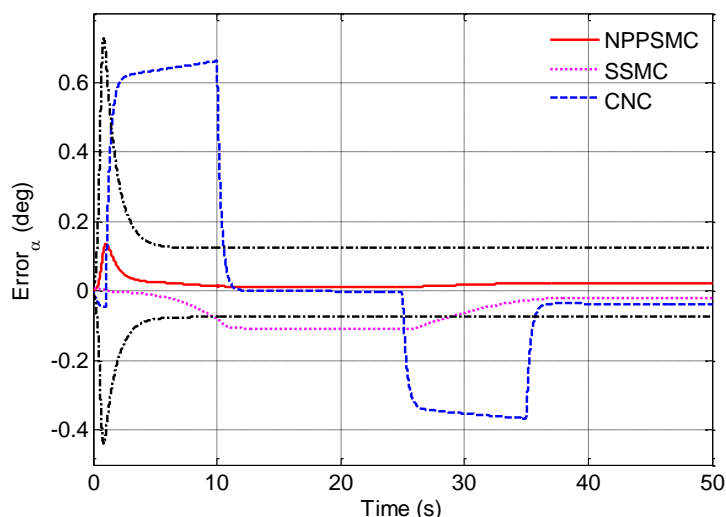


图 5.14 无干扰或偏差情况下 NPPSMC 系统的控制误差对比图

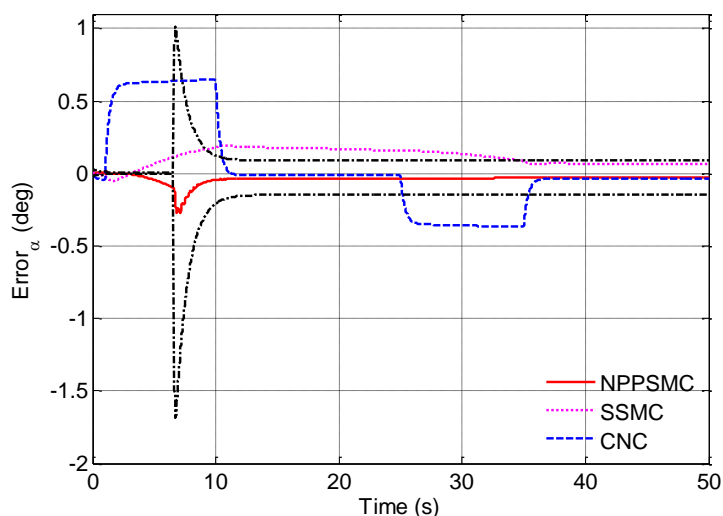


图 5.15 参数偏差情况下 NPPSMC 系统的控制误差对比图

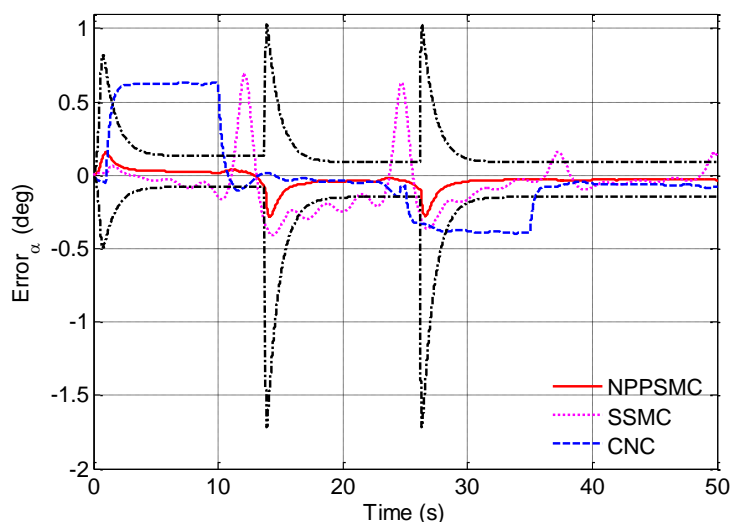


图 5.16 气动干扰情况下 NPPSMC 系统的控制误差对比图

从以上图中可以看出，在无论有无偏差或扰动的影响，使用 NPPSMC 的系统始终能够稳定跟踪指令信号，而且维持较小的控制误差，达到很高的控制精度，同时也可以看到，控制误差始终保持在所设定的性能约束界内，误差的收敛速率、控制精度以及抗干扰的能力均优于另外两种方法，说明系统的综合跟踪控制性能较好。

以气动干扰情况为例，进一步考察使用 NPPSMC 的系统的其余状态量，得到系统的控制舵偏和内部虚拟控制误差的变化情况分别如图 5.17 和图 5.18。从图 5.17 中可以看出，系统控制舵偏响应迅速，变化不太平滑，但在可允许的范围内；从图 5.18 中可以看出，系统通过性能约束变换得到的虚拟误差始终有界并同样收敛到 0 附近，从而保证系统的控制性能满足预设的性能要求。

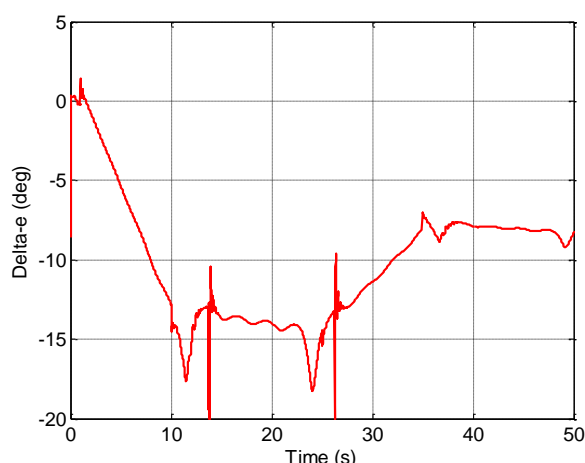


图 5.17 气动干扰下 NPPSMC 系统的控制舵偏

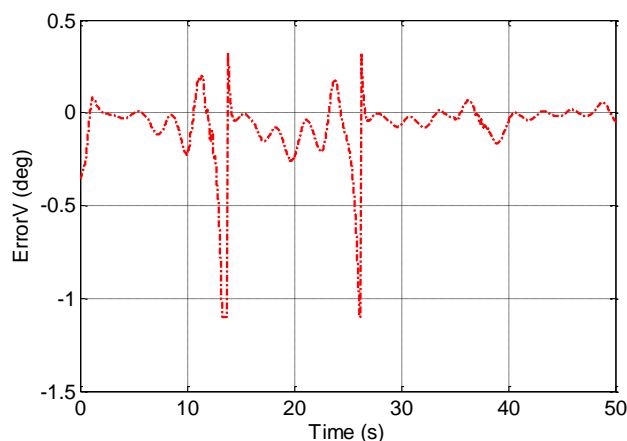


图 5.18 气动干扰下 NPPSMC 系统中虚拟控制误差的变化情况

5.5 本章小结

针对飞行器姿态跟踪控制系统的综合控制性能的提高,本章主要研究了基于改进预设性能控制的滑模控制方法,给出了正向解决这一问题的方案。首先,介绍了预设性能控制和滑模变结构控制的基本理论;然后,针对具体的飞行器系统和仿射非线性控制模型设计具有预设性能的双环控制器,其中包括设计新型的性能约束和误差变换方案、提出改进的性能约束重启的控制策略,以及基于虚拟控制误差的双环滑模控制器设计等;最后,利用所搭建的高速飞行器仿真平台,以俯仰通道的姿态角控制为例,从预设性能控制和普通控制方法的对比、改进的预设性能控制方法和传统的预设性能控制方法的对比,以及改进预设性能滑模的全弹道飞行仿真,三个方面进行了对比仿真和分析,说明了所设计的方案对提升系统综合控制性能的有效性和改进方法的优越性。

6 总结与展望

6.1 全文工作总结

本文针对现代高速飞行器再入飞行段的姿态跟踪控制问题,研究了提升现代高速飞行器在不确定飞行环境下的综合控制性能的三种控制方案:基于在线性能评估的增益自适应控制、基于神经网络即时线性化的自适应控制和基于改进预设性能控制的滑模控制三种控制系统设计方案,取得的主要成果如下:

(1) 针对通用高速飞行器模型,在建模假设条件下和所定义的坐标系中,分析了飞行器的空气动力,推导出飞行器的全状态非线性六自由度运动方程组,进而推导得到相应的小偏差线性模型和仿射非线性控制模型,然后,基于运动模型与控制模型搭建了数值仿真平台,利用仿真平台做了飞行器开环特性的简单分析、方案飞行下全弹道控制指令的制定等前期基础性工作。

(2) 从控制性能评估的角度,设计并验证了一种基于在线性能评估的增益自适应的控制方案。首先利用系统各特征点处的小偏差线性化模型设计了具有不同控制性能的多级线性校正控制器;其次通过对大量的飞行仿真数据的处理,建立了飞行状态量和相应控制性能等级的数据集,并离线训练了神经网络;然后利用训练好的神经网络在线监测控制系统的时域状态数据,对系统的控制性能做出实时评估,进而设计了基于性能评估结果的增益自适应策略;最后通过仿真验证和对比分析说明了该方案对提高系统综合控制性能的有效性。

(3) 从系统模型辨识的角度,设计并验证了一种基于神经网络即时线性化的自适应控制方案。首先利用神经网络对飞行器非线性动力学特性进行离线和在线的辨识;然后通过对辨识网络做即时线性化处理获取系统当前运行点的等效线性模型;进而基于所得到的线性模型和广义最小方差控制指标自适应地调节控制器参数;最后通过仿真验证和对比分析说明了该方案对提高系统综合控制性能的有效性。

(4) 从非线性鲁棒控制的角度,设计并验证了一种基于改进预设性能控制的滑模控制方案。首先在预设性能控制理论的基础上设计了改进的性能约束和误差变换方案,并提出了性能约束重启的控制策略;然后利用飞行器仿射非线性模型设计了基于虚拟控制误差的双环滑模控制器;最后通过仿真验证和对比分析说明了该方案能够使系统的综合控制性能始终处于预先设定的性能指标范围内。

6.2 问题与展望

不确定环境下综合控制性能的提升是现代飞行控制研究的一个重要方向，本文对此做了一些探索性与创新性的研究，取得了一定的成果，但由于课题研究的时间有限，其中还有一些可以进一步完善和改进的地方，例如：

(1) 飞行控制是一个多变量系统，存在着多通道控制耦合的问题，但为了快速验证所提出的方案，本论文中通过简化分析将弱耦合关系进行解耦或者把耦合当为外部干扰处理，仅针对纵向通道的控制设计相应的控制方法，后续的工作可以进一步针对横侧向通道的控制加以设计，验证所提各个控制方案的有效性。

(2) 所提出的各个控制方案中的一些细节可以使用其他替代方法加以改进，例如：在基于在线控制性能评估的变增益控制方案中，为了提高在线控制性能评估的准确性，除了增大数据库中的样本数量以提高样本丰富性的改进措施外，还可以使用深度神经网络来处理复杂的数据，可能会有更好的性能评估效果。在基于神经网络即时线性化的自适应控制方案中，系统模型的在线辨识是关键的一步，使用更能够反映系统动态信息的 Elman 网络，可能会有更好的系统辨识效果。

(3) 理论方面的进一步完善，例如，在基于改进预设性能控制的滑模控制方案中，提出了改进的性能约束和误差变换方案以及性能约束重启的控制策略，但由于该领域现有理论研究的缺乏以及作者自身水平有限，未能对系统稳定性做出很好的分析和证明，后续需要进一步完善。

此外，除了本文中所涉及的研究内容外，关于现代高速飞行器的综合控制性能的研究，还有一些可以深入探讨的问题，例如：

(1) 执行器故障下的高性能容错控制

执行器故障是当前飞行器容错控制领域的热门课题，但大多数容错控制方法的设计还是以系统能否有效应对故障的发生为目标。避免系统因故障失稳或崩溃是首要的也是基础的任务，但还可以进一步研究，如：在较小故障下如何通过适当的容错控制方法维持系统在故障后的控制性能不变差；在较严重的故障下如何合理地牺牲控制性能以维持系统稳定。

(2) 弱模型依赖的智能控制方法

目前的飞行控制研究中，对飞行系统的有效建模仍然是关键性的第一步，所设计的控制器控制性能的好坏和控制建模的准确性有着密切的联系，但过于复杂的模型却不利于控制器的设计。随着人工智能技术的快速发展，一些智能控制方法值得深入探索，发展弱模型依赖的高性能的新型控制方案是之后研究的一个重要方向。

(3) 制导控制一体化设计下的全系统综合性能

飞行控制实施的目的是为了完成预定的飞行任务，而就整个飞行任务而言，除了控制系统外，制导系统同样扮演着重要的角色，并且在一定程度上影响着控制系统的控制性能。因此，从全系统的综合性能的角度，在制导控制一体化设计框架下考虑制导和控制之间的关系及对系统性能的影响等问题都是十分有意义的。

上述所提到的问题需要更多相关领域的专家学者在未来的研究中去解决，在飞行控制的实践中不断推动自动控制技术的发展。

参考文献

- [1] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 第六版. 北京: 科学出版社, 2013.
- [2] Zhao L, Jia Y. Finite-time attitude tracking control for a rigid spacecraft using time-varying terminal sliding mode techniques[J]. *International Journal of Control*, 2015, 88(6): 1150–1162.
- [3] Polyakov A. Nonlinear feedback design for fixed-time stabilization of linear control systems[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, 2011, 57(8): 2106–2110.
- [4] 任章, 白辰. 高超声速飞行器飞行控制技术研究综述[J]. *导航定位与授时*, 2015, 2(6): 5–10.
- [5] Shamma J S, Athans M. Analysis of gain scheduled control for nonlinear plants[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1990, 35(8): 898–907.
- [6] Guang-Hong Y, Kai-Yew L. Gain-scheduled flight control via state feedback[A]. *Proceedings of the 2003 American Control Conference*, 2003.[C]. 2003, 4: 3484–3489.
- [7] Al-Hiddabi S A, McClamroch N H. Tracking and maneuver regulation control for nonlinear nonminimum phase systems: Application to flight control[J]. *Control Systems Technology IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2002, 10(6): 780–792.
- [8] Charles E H, Michael W G, Neal D H. X-33 attitude control system design for ascent, transition, and entry flight regimes[A]. *Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*[C]. 1998: 4411–4421.
- [9] 穆凌霞, 王新民, 谢蓉, 等. 高超音速飞行器及其制导控制技术综述[J]. *哈尔滨工业大学学报*, 2019, 51(3): 1–14.
- [10] Xu B, Shi Z. An overview on flight dynamics and control approaches for hypersonic vehicles[J]. *Science China Information Sciences*, , 58(7): 1–19.
- [11] Wang Q, Stengel R F. Robust Nonlinear Control of a Hypersonic Aircraft[J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2000, 23(4): 577–585.
- [12] 李飞, 李新国. 基于动态逆-滑模的高速飞行器控制器设计[J]. *飞行力学*, 2016, 34(2): 67–70.
- [13] Qian W, Stengel R F. Robust nonlinear flight control of a high-performance aircraft[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2005, 13(1): 15–26.
- [14] 杨俊华, 吴捷, 胡跃明. 反步方法原理及在非线性的鲁棒控制中的应用[J]. *控制与决策*, 2002, 17(s1): 641–647.
- [15] 刘艳雯, 胡超芳. 基于反步法的高超声速飞行器终端滑模控制[J]. *火力与指挥控制*, 2016, 41(9): 28–31.
- [16] Chen C, Zhu K, Ma G, et al. Adaptive backstepping control for reentry attitude of near space hypersonic vehicle with input saturation[A]. *2016 35th Chinese Control Conference (CCC)*[C]. 2016: 10742–10747.

- [17] 梅生伟, 申铁龙. 现代鲁棒控制理论与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [18] 李昭莹, 余令艺, 刘昊, 等. 高超声速飞行器非线性鲁棒控制律设计[J]. 控制理论与应用, 2016, 33(01): 65–72.
- [19] Yin X, Li X, Liu L, et al. A probabilistic robust mixed H_2/H_∞ fuzzy control method for hypersonic vehicles based on reliability theory[J]. International Journal of Advanced Robotic Systems, 2018, 15(1): 1–15.
- [20] 陈志梅, 贞艳. 滑模变结构控制理论与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2012.
- [21] 安炳合, 王永骥, 刘磊, 等. 基于准连续高阶滑模的可重复使用运载器再入姿态控制[J]. 计算技术与自动化, 2018, 37(03): 14–20.
- [22] 甄子洋, 朱平, 江驹, 等. 基于自适应控制的近空间高超声速飞行器研究进展[J]. 宇航学报, 2018, 39(04): 5–17.
- [23] 王世虎, 沈炯, 李益国. 多模型控制方法及其研究进展[J]. 工业仪表与自动化装置, 2008(01): 14–18.
- [24] Tao X, Li N, Li S. Multiple model predictive control for large envelope flight of hypersonic vehicle systems[J]. Information Sciences, 2016, 328: 115–126.
- [25] Jung B, Kim Y, Ha C. Fault tolerant flight control system design using a multiple model adaptive controller[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering, 2009, 223(1): 39–50.
- [26] Zhang Y, Li Z, Cheng Z, et al. Attitude Tracking Control Reconfiguration for Space Launch Vehicle With Thrust Loss Fault[J]. IEEE Access, 2019, 7: 184353–184364.
- [27] Gao D, Sun Z. Fuzzy tracking control design for hypersonic vehicles via T-S model[J]. Science China Information Sciences, 2011, 54(3): 521–528.
- [28] Shah S L. Controller Performance Monitoring[J]. Encyclopedia of Systems & Control, 2015, 17(3): 220–230.
- [29] Harris T J. Assessment of control loop performance[J]. The Canadian Journal of Chemical Engineering, 1989, 67(5): 856–861.
- [30] Yu W, Wilson D I, Young B R. A comparison of nonlinear control performance assessment techniques for nonlinear processes[J]. Canadian Journal of Chemical Engineering, 2012, 90(6): 1442–1449.
- [31] Gómez D, Moya E J, Baeyens E. Control Performance Assessment: A General Survey[A]. Distributed Computing and Artificial Intelligence[C]. Springer Berlin Heidelberg, 2010: 621–628.
- [32] Harris T. Interpretations of multivariate performance assessment indices[J]. Journal of Process Control, 2009, 19(4): 701–710.
- [33] Danesh Pour N, Huang B, Shah S L. Performance assessment of advanced supervisory–regulatory control systems with subspace LQG benchmark[J]. Automatica, 2010, 46(8): 1363–1368.
- [34] Kadali R, Huang B. Controller performance analysis with LQG benchmark obtained under closed loop conditions[J]. ISA Transactions, 2002, 41(4): 521–537.
- [35] Shang L, Tian X, Cai L. A Multi-index Control Performance Assessment Method Based on Historical Prediction Error Covariance[J]. IFAC-PapersOnLine, 2017, 50(1): 13892–13897.

- [36] 王建国, 王娟娟, 肖前平. 一种数据驱动的控制器性能在线监控策略[J]. 计算机与应用化学, 2014, 31(5): 521–525.
- [37] Bauer M, Horch A, Xie L, et al. The current state of control loop performance monitoring – A survey of application in industry[J]. Journal of Process Control, 2016, 38: 1–10.
- [38] Yu J, Qin S J. Statistical MIMO controller performance monitoring. Part I: Data-driven covariance benchmark[J]. Journal of Process Control, 2008, 18(3–4): 277–296.
- [39] Zhang Y, Zhang Y. Process Monitoring, Fault Diagnosis and Quality Prediction Methods Based on the Multivariate Statistical Techniques[J]. IETE Technical Review, 2010, 27(5): 406–420.
- [40] Xin P, Ying T, Yang T, et al. An Online Performance monitoring using Statistics Pattern based Kernel Independent Component Analysis for Non-Gaussian Process[A]. Conference of the IEEE Industrial Electronics Society[C]. 2017: 7210–7216.
- [41] 刘晓悦, 胡珍, 徐如敬, 等. 基于模糊综合评判的控制系统性能评估[J]. 河北联合大学学报 (自然科学版), 2013, 35(1): 46–50.
- [42] 邓雪, 李家铭, 曾浩健, 等. 层次分析法权重计算方法分析及其应用研究[J]. 数学的实践与认识, 2012, 42(07): 93–100.
- [43] Yang Q, Zong Q, Dong Q. Reentry Control and Performance Evaluation Method for Hypersonic Vehicle[J]. Information & Control, 2017, 46(1): 33–40.
- [44] Ma W. Research on Evaluation Method of Guidance and Control Performance for Hypersonic Vehicle[J]. Aerospace Control, 2012, 30(4): 7–12.
- [45] Hodel A, Whorton M, Zhu J. Stability Metrics for Simulation and Flight-Software Assessment and Monitoring of Adaptive Control Assist Compensators[A]. Aiaa Guidance, Navigation & Control Conference & Exhibit[C]. 2008: 7005–7029.
- [46] Heise C D, Leitao M, Holzapfel F. Performance and Robustness Metrics for Adaptive Flight Control - Available Approaches[A]. Aiaa Guidance, Navigation, & Control[C]. 2013: 5090–5113.
- [47] Stepanyan V, Krishnakumar K, Nguyen N, et al. Stability and Performance Metrics for Adaptive Flight Control[A]. Aiaa Guidance, Navigation, & Control Conference[C]. 2013: 5965–5983.
- [48] Gao X, Yang F, Shang C, et al. A review of control loop monitoring and diagnosis: Prospects of controller maintenance in big data era[J]. Chinese Journal of Chemical Engineering, 2016, 24(8): 952–962.
- [49] Qin S J. Process data analytics in the era of big data[J]. AIChE Journal, 2014, 60(9): 3092–3100.
- [50] Gao X, Shang C, Jiang Y, et al. Refinery scheduling with varying crude: A deep belief network classification and multimodel approach[J]. AIChE Journal, 2014, 60(7): 2525–2532.
- [51] Miller D E, Davison E J. An adaptive controller which provides an arbitrarily good transient and steady-state response[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1991,

- 36(1): 68–81.
- [52] Ryan E P, Sangwin C J, Townsend P. Controlled functional differential equations: approximate and exact asymptotic tracking with prescribed transient performance[J]. *Esaim Control Optimisation & Calculus of Variations*, 2009, 15(4): 745–762.
- [53] Ilchmann A, Ryan E P, Trenn S. Tracking control: Performance funnels and prescribed transient behaviour[J]. *Systems & Control Letters*, 2005, 54(7): 655–670.
- [54] Bechlioulis C P, Rovithakis G A. Prescribed performance adaptive control of SISO feedback linearizable systems with disturbances[A]. 2008 16th Mediterranean Conference on Control and Automation[C]. 2008: 1035–1040.
- [55] Bechlioulis C P, Rovithakis G A. Robust Adaptive Control of Feedback Linearizable MIMO Nonlinear Systems With Prescribed Performance[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2008, 53(9): 2090–2099.
- [56] Na J, Chen Q, Ren X, et al. Adaptive Prescribed Performance Motion Control of Servo Mechanisms with Friction Compensation[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(1): 486–494.
- [57] Huang Y, Na J, Wu X, et al. Adaptive control of nonlinear uncertain active suspension systems with prescribed performance[J]. *ISA Transactions*, 2015, 54: 145–155.
- [58] Bechlioulis C P, Rovithakis G A. Adaptive control with guaranteed transient and steady state tracking error bounds for strict feedback systems[J]. *Automatica*, 2009, 45(2): 532–538.
- [59] Li Y, Tong S, Liu L, et al. Adaptive output-feedback control design with prescribed performance for switched nonlinear systems[J]. *Automatica*, 2017, 80: 225–231.
- [60] Kostarigka A K, Rovithakis G A. Prescribed Performance Output Feedback Observer-Free Robust Adaptive Control of Uncertain Systems Using Neural Networks[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, 2011, 41(6): 1483–1494.
- [61] Tang L, Zhao J. Neural network based adaptive prescribed performance control for a class of switched nonlinear systems[J]. *Neurocomputing*, 2017, 230: 316–321.
- [62] Dai S-L, Wang M, Wang C. Neural Learning Control of Marine Surface Vessels With Guaranteed Transient Tracking Performance[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(3): 1717–1727.
- [63] Su X, Wu L, Shi P, et al. A novel approach to output feedback control of fuzzy stochastic systems[J]. *Automatica*, 2014, 50(12): 3268–3275.
- [64] Tong S, Sui S, Li Y. Fuzzy Adaptive Output Feedback Control of MIMO Nonlinear Systems With Partial Tracking Errors Constrained[J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2015, 23(4): 729–742.
- [65] Doulgeri Z, Karayiannidis Y. PID type robot joint position regulation with prescribed performance guaranties[A]. 2010 IEEE International Conference on Robotics and Automation[C]. 2010: 4137–4142.
- [66] Yang C, Wang X, Cheng L, et al. Neural-Learning-Based Telerobot Control With

- Guaranteed Performance[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2017, 47(10): 3148–3159.
- [67] Liu J, An H, Gao Y, et al. Adaptive Control of Hypersonic Flight Vehicles With Limited Angle-of-Attack[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2018, 23(2): 883–894.
- [68] Bu X, Wu X, Huang J, et al. A guaranteed transient performance-based adaptive neural control scheme with low-complexity computation for flexible air-breathing hypersonic vehicles[J]. Nonlinear Dynamics, 2016, 84(4): 2175–2194.
- [69] Yang Q, Chen M. Adaptive neural prescribed performance tracking control for near space vehicles with input nonlinearity[J]. Neurocomputing, 2016, 174: 780–789.
- [70] John D S, S. Zane P, John D M, et al. Hypersonic vehicle simulation model: Winged-cone configuration[J]. AIAA, 1990: 1–140.
- [71] Keshmiri S, Colgren R, Mirmirani M. Six DoF Nonlinear Equations of Motion for a Generic Hypersonic Vehicle[A]. AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conference and Exhibit[C]. 2007: 6626–6653.
- [72] 钱杏芳, 林瑞雄, 赵亚男. 导弹飞行力学[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2006.
- [73] 吴森堂, 费玉华. 飞行控制系统[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2013.
- [74] 李宪强. 高超声速飞行器耦合控制及安全控制研究[D]. 西北工业大学, 2015.
- [75] 周浩, 陈万春, 殷兴良. 高超声速飞行器滑行航迹优化[J]. 北京航空航天大学学报, 2006(5): 18–22.
- [76] S B, B G-P, M B, et al. Control improvement of a C sugar cane crystallization using an auto-tuning PID controller based on linearization of a neural network[J]. Proceeding of the World Academy of Science Engineering and Technology, 2009: 190–195.
- [77] 侯媛彬, 汪梅, 王立琦. 系统辨识及其 MATLAB 仿真[M]. 北京: 科学出版社, 2004.
- [78] 杨明辉. 基于神经网络的系统辨识方法研究[D]. 北京工业大学, 2000.
- [79] 王永骥, 涂健. 神经元网络控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [80] Mjalli F S, Hussain M A. Approximate Predictive versus Self-Tuning Adaptive Control Strategies of Biodiesel Reactors[J]. Industrial & Engineering Chemistry Research, 2009, 48(24): 11034–11047.
- [81] Mjalli F S. Adaptive and Predictive Control of Liquid-Liquid Extractors Using Neural-Based Instantaneous Linearization Technique[J]. Chemical Engineering & Technology, 2010, 29(5): 539–549.
- [82] 吴宏鑫, 解永春, 李智斌, 等. 基于对象特征模型描述的智能控制[J]. 自动化学报, 1999, 25(1): 9–17.
- [83] 张魔. 基于在线学习方法的 BP 神经网络训练算法研究[D]. 华中科技大学, 2009.
- [84] 刘金锟. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真: 基本理论与设计方法[M]. 第三版. 北京: 清华大学出版社, 2015.
- [85] 李琳. 滑模变结构控制系统抖振抑制方法的研究[D]. 大连理工大学, 2006.

- [86] Zhang C, Ma G, Sun Y, et al. Simple model-free attitude control design for flexible spacecraft with prescribed performance[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering, SAGE Publications Sage UK: London, England, 2019, 233(8): 2760–2771.
- [87] Wang W, Wen C. Adaptive actuator failure compensation control of uncertain nonlinear systems with guaranteed transient performance[J]. Automatica, 2010, 46(12): 2082–2091.
- [88] 耿宝亮, 胡云安, 李静, 等. 控制增益为未知函数的不确定系统预设性能反演控制[J]. 自动化学报, 2014, 40(11): 2521–2529.

致谢

时光飞逝，如白驹过隙，两年的硕士研究生生涯转眼就已接近尾声。回忆这两年里各种苦乐交织的经历，我不禁感慨万千。尤其在这最后的半年时间里，突发的新冠疫情在全球肆虐，对人们的生产生活都产生了极大的影响，好在我们强大的祖国积极应对、主动作为，伟大的医护工作者无私奉献、冲锋在前，英雄的全国人民也都团结一心努力抗疫，在很短的时间内疫情就得到了有效的控制。在这特殊的年月里，能够顺利地完成学业，我感到十分地幸运，也十分感激在我求学道路上对我有过帮助的人们。

首先，我要衷心地感谢我的导师王永骥教授。王老师博学多识、治学严谨、为人谦逊、和蔼可亲。每次向他请教问题，他都不厌其烦地帮我答疑解惑，为我指明研究方向；帮我修改论文时，一些微小的语法或拼写错误他都会帮我指出；生活上的一些小事，他也会记挂着帮我及时解决。这些都让我十分感动。

其次，特别感谢实验室的刘磊副教授和成忠涛博士，刘老师在科研项目上严格要求，鼓励创新，生活中也常常对大家嘘寒问暖；成师兄是我学术道路上的引路人，生活上给我很多照顾。没有他们的帮助，我很难取得现有的成绩。

然后，感谢同实验室的师兄弟，感谢他们曾经对我学习、工作上的帮助以及生活上的陪伴。感谢武汉大学信息学部的张会超同学，和他一起打球、游泳、出游的日子，是我两年里最快乐的时光，也感谢他时常倾听我的烦恼，为我出谋划策，我会珍惜这份友谊。感谢哈尔滨工程大学E唯协会武汉分会的全体成员，让我能够时刻牢记自己的“出身”，有时间一定会回去看看。感谢中科院过程工程研究所的靳娜妮同学在我论文写作的最后关头对我的鼓励，让我能够振作精神，一鼓作气，毫不拖延地完成该论文。

最后，感谢父母对我的养育之恩，他们无条件的支持为我免除后顾之忧，他们的辛勤劳作给予我战胜困难的勇气与决心，我将继续努力，以后让他们过上幸福的生活。同时，我也应该感谢自己。由于突如其来的疫情的影响，先前的计划全部被打乱，课题的剩余研究内容与论文的撰写工作只能在家中独自完成，期间遇到了诸多当时感觉难以克服的困难，经历过迷茫、焦虑、寂寞、自我否定等各种负面情绪的侵扰，但最终我还是努力完成了论文的全部工作。感谢自己的坚持和勇敢，希望今后我能够以更加积极乐观的心态面对人生的起伏，不忘初心，奋勇向前。

附录 1 攻读硕士学位期间取得的研究成果

- [1] Zhang Y, Li Z, Cheng Z, et al. Attitude Tracking Control Reconfiguration for Space Launch Vehicle With Thrust Loss Fault[J]. IEEE Access, 2019, 7: 184353-184364. (第一作者, SCI检索)
- [2] 发明专利: 基于在线性能评估飞行器增益自适应姿态控制方法和系统 (除导师外第一作者, 申请受理中, 申请号: 202010346815.0, 对应本论文中第三章的内容)
- [3] Li Z, Zhang Y, Liang Z, et al. Control Allocation Reconstruction of Launch Vehicle Based on Neural Network[C]. Proceedings of the 11th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC2019). Springer, Singapore, 2020: 1025-1033. (第二作者, EI检索)
- [4] An Improved Prescribed Performance Control Scheme for the Attitude Tracking Control of Hypersonic Vehicle. (第一作者, 投稿中, 对应本论文中第五章的内容)